一种用于自动开发基于像素的平面天线结构的双阶段框架

Khadijeh Askaripour[1[0000-0003-0487-9502]]、Adrian Bekasiewicz[1[0000-0003-0244-541X]]和Slawomir Koziel[1, 2[0000-0002-9063-2647]]

[1] 格但斯克理工大学电子、电信与信息学院，波兰格但斯克 Narutowicza 11/12，邮编 80-233[2] 雷克雅未克大学工程系，冰岛雷克雅未克 Menntavegur 1，邮编 102
adrian.bekasiewicz@pg.edu.pl

摘要。现代天线的开发是一种认知过程，它将基于经验确定拓扑结构与调整其参数交织在一起，以满足性能指标。另一种方法是将任务表述为优化问题，从而减少几何结构选择对工程经验的依赖。本文探讨了一种用于自动生成天线的双阶段框架。该方法通过优化构成辐射体的各组件（即所谓的像素）之间的互连，确定自由形态的拓扑结构。在此过程中，首先对像素间的连接进行全局优化，随后使用代理模型辅助局部搜索算法对所得拓扑结构进行微调，以满足设计要求。该方法通过两个案例研究进行了验证，分别涉及宽带和双频单极天线的开发。

关键词：双阶段设计、多端口仿真、像素化天线、基于代理模型的优化、拓扑结构开发。

1 引言

天线设计是一项具有挑战性的任务，涉及拓扑结构开发，随后对其进行调谐，以达到所需的性能指标。由于缺乏能够简化这一过程的经验或解析解，现代辐射体的生成与调谐均基于其模型的电磁（EM）仿真所得的响应[1]。针对特定应用需求的电磁驱动拓扑结构演进，被视为设计过程中的关键环节[2]。然而，这一过程也受工程偏见影响，可能妨碍人们发现几何形状违反直觉但性能优异的解决方案[1], [3], [4]。从这一角度来看，天线自动设计是认知驱动流程的一种有趣替代方案。

算法设计方法涉及由电磁仿真驱动的自由形状辐射体开发，其表示方式可以是由一组特征点构成（通过线段或样条曲线相互连接），也可以是以二进制矩阵形式指定的基元分布（例如矩形）[4]-[7]。然而，为确保辐射体形状具有灵活性，所需的大量参数使这两种表示方式都不适用于自动天线设计

。这是因为，探索与自由形状几何相关的大型搜索空间需要采用全局搜索方法（例如，基于种群的元启发式算法）。由于收敛所需的电磁仿真次数过多（数百次甚至数千次），这类方法在处理多维问题时计算开销极大[4]-[7]。

对于使用基元表示的结构，可采用内部多端口方法（IMPM）[8], [9]缓解设计成本过高的问题。该方法的核心是将辐射体表示为由内部端口互连的虚拟元件（即所谓的像素）晶格[8]。IMPM模型的识别包括通过一次多端口电磁仿真，提取与像素天线相关的阻抗矩阵[9]。随后，通过调整内部端口之间的阻抗来近似辐射体的电性能。与传统模型相比，该方法取得了重大进展：传统模型需在相关矩阵中指定基元（例如金属矩形）的分布，并通过电磁仿真（每次一个）推导结构响应[7]。而IMPM能够以极低的成本在后处理中调整像素之间的连接（以及天线性能特征），只需进行基于电路理论的简单计算。因此，该方法可用于可靠地处理复杂拓扑的全局优化[8]。尽管数值效率很高，IMPM仍不支持通过调整像素尺寸来微调响应。

本文提出一种用于自动开发像素天线的两步框架。该方法对基于IMPM的天线模型进行全局优化，以逼近所需解。随后，将获得的设计用作代理辅助微调的初始点。本文通过两个测试案例验证了该方法，分别涉及基于单极子拓扑结构的宽带天线和双频天线的开发。在所考虑的数值实验中，天线设计的计算成本不超过36次电磁模型仿真。

2 设计框架

2.1 问题表述

设 R(x, y) 为通用像素天线模型在所关注频率范围 f 内的电磁仿真响应，其中向量 x 表示浮点尺寸，二进制向量 y 表示特定像素之间的互连（示意图见图1）。设计问题可定义为如下形式的优化任务：

$$\boldsymbol{x}^*, \boldsymbol{y}^* = \arg\min_{x,y} \left(U\left(\boldsymbol{R}\left(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{y} \right) \right) \right) \tag{1}$$

其中，U 是标量目标函数；x^* 和 y^* 分别表示待求的最优设计参数和像素连接。直接对式 (1) 进行最小化在计算上并不实际，因为这需要数百甚至数千次 R(x, y) 仿真才能

完成。相反，可以采用两阶段流程来实现设计：首先，在 x 保持不变的条件下，通过对天线 $R_{sy}(x, y)$ 的 IMPM 表示执行全局搜索，求解以下问题，从而得到 y 的适当配置：

$$\boldsymbol{y}^{*} = \arg\min_{\boldsymbol{y}} \left(U\left(\boldsymbol{R}_{sy}\left(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{y} \right) \right) \right) \tag{2}$$

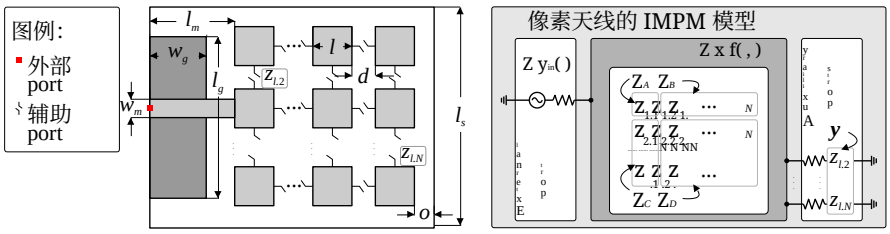
接下来，可以使用局部搜索算法对辐射体的具体尺寸 x（y^{*} 根据式（2）得到且保持不变）进行微调。

2.2 像素天线的 IMPM 表示

考虑一个处于单极子配置下的 N_x 行、N_y 列像素化辐射体 R(x, y) 的基于电磁的表示，以及其 IMPM模型 $R_{sy}(y) = R_{sy}(x, y)$ 的示意图，两者均如图 1 所示。天线浮点尺寸向量表示为 $x = [l\ d\ \alpha\ \gamma]^{T}$。相对变量为：$l_s = lN_y + d(N_y - 1) + 2o$、$l_m = w_g + \gamma$、$l_g = l_s - \alpha$ 和 $w_g = \beta l_m$，而 $w_m = 3$, $\beta = 0.4$ 和 $o = 3$ 保持不变。除无量纲 α, β, γ 外，所有尺寸的单位均为 mm。参数 $M = 2N_xN_y - (N_x + N_y)$ 指定像素之间唯一内部（辅助）端口的数量，而 $y = [z_{l.2} \ldots z_{l.N}]^{T}$ 是各个端口 [9]的负载阻抗组成的 M 元二值向量。与第 m 个端口（m = 2，...，N）对应的分量可设为 0，或在需要连接像素时设为 ∞ （闭合端口），也可在断开像素时设为相应值（开路端口）。IMPM模型可概述如下。令 Z = Z(x, f) 为一个 N × N 矩阵 [8]:

$$\boldsymbol{Z} = \begin{bmatrix} Z_A & \boldsymbol{Z}_B \\ \boldsymbol{Z}_C & \boldsymbol{Z}_D \end{bmatrix} \tag{3}$$

其中，$Z_A = z_{1.1}$与外部端口阻抗有关；$\boldsymbol{Z}_B = [z_{1.2} \ldots z_{1.N}]$、$\boldsymbol{Z}_C = [z_{2.1} \ldots z_{N.1}]^{T}$ 分别表示外部到辅助端口的向量，而$\boldsymbol{Z}_D$ 是辅助端口阻抗矩阵（参见图 1(b)）。对于给定的像素天线电磁模型配置，式 (3) 的各分量仅计算一次[8]。这里的配置是指像素和端口的数量M及其间的关系，同时也包括特定的浮点参数向量$\boldsymbol{x}$和频率扫描$\boldsymbol{f}$。提取式 (3) 后，可通过求解以下方程获得外部输入端口的阻抗：[8]:



(a) (b)

图 1. 基于像素的天线开发：(a) 通用电磁模型的可视化，突出显示尺寸和端口（以及与之相关的阻抗）；(b) 使用 IMPM 模型表示结构输入阻抗。

$$\boldsymbol{Z}_{\text{in}}(\boldsymbol{y}) = Z_A - \boldsymbol{Z}_B\left(\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{y}) + \boldsymbol{Z}_D\right)^{-1}\boldsymbol{Z}_C \tag{4}$$

这里，$\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{y})$ 是一个$N \times N$对角矩阵，其元素由向量$\boldsymbol{y}$中的元素构成。最后，IMPM模型响应$\boldsymbol{R}_{sy}(\boldsymbol{y})$ 可由式 (4) 推导得出：[8]:

$$\boldsymbol{R}_{sy}(\boldsymbol{y}) = \left(\frac{\boldsymbol{Z}_{\text{in}}(\boldsymbol{y})}{z_0} + \boldsymbol{I}\right)^{-1}\left(\frac{\boldsymbol{Z}_{\text{in}}(\boldsymbol{y})}{z_0} - \boldsymbol{I}\right) \tag{5}$$

其中 z_0 为归一化阻抗（此处，z_0 = 50 欧姆），且 $\boldsymbol{I}$ 表示 $N \times N$ 单位矩阵。应当重申，对于IMPM模型，$\boldsymbol{x}$ 的内容仅影响 $\boldsymbol{Z}$ 在式(3)中的构成，而该矩阵由一次多端口电磁仿真得到。一旦 $\boldsymbol{Z}$ 矩阵被提取，式(5)的响应仅受 $\boldsymbol{y}$ 的构成影响。值得注意的是，推导式(3)的代价高于对传统天线电磁模型的评估 [8]。其计算开销在于需要提取 $\boldsymbol{Z}$ 矩阵，且针对的是多个端口而非仅一个端口（天线以单端口器件为主） [1], [4], [5]。有关基于像素的结构的 IMPM 表示的更全面讨论，参见 [8], [9]。

2.3 用于像素天线几何结构局部调谐的优化引擎

尽管成本较低，第2.2节中的 IMPM 模型仅适用于调整各个像素之间的连接。该过程可通过基于种群的元启发式算法或穷举搜索来完成[4]-[5]。然而，拓扑结构的微调涉及浮点参数的优化$\boldsymbol{x}$（例如各个像素的尺寸、像素之间的间距或馈电线的配置）。即使$\boldsymbol{x}$的维数相对较低，传统算法也需要进行数十次电磁仿真才能收敛[5]。这里，我们通过将基于梯度的方法嵌入信赖域（TR）循环来缓解这一问题。设$\boldsymbol{R}_f(\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}^*)$ 为基于像素的电磁模型的等效形式，它将$\boldsymbol{y}^*$ 中指定的开路/闭路端口替换为像素之间的金属/蚀刻连接（参见图 2(a)）。信赖域框架通过求解i = 0, 1, 2, ...）生成一系列近似解，逐步逼近最终设计$\boldsymbol{x}^*$，其形式为[4], [10]:

$$\boldsymbol{x}^{(i+1)} = \arg\min_{\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}^{(i)}\| \le \delta} \left(U\left(\boldsymbol{R}_{sx}^{(i)}(\boldsymbol{x})\right)\right) \tag{6}$$

其中，$\mathrm{R}_{sx}^{(i)}(\mathrm{x}) = \mathrm{R}_f(\mathrm{x}^{(i)},\mathrm{y}^*) + \mathrm{J}_f(\mathrm{x}^{(i)},\mathrm{y}^*)(\mathrm{x} - \mathrm{x}^{(i)})$ 是一阶泰勒模型，J_f 是基于 $\mathrm{R}_f(\mathrm{x}^{(i)}, \mathrm{y}^*)$ [10]附近的大步长有限差分计算得到的雅可比矩阵。信赖域半径 δ，即模型 $\mathrm{R}_{sx}^{(i)}$ 被认为具有足够精度时 $\mathrm{x}^{(i)}$ 周围的范围，根据如下增益比进行控制：[10]

$$\rho = \frac{U\left(\boldsymbol{R}_f\left(\boldsymbol{x}^{(i+1)},\boldsymbol{y}^*\right)\right) - U\left(\boldsymbol{R}_f\left(\boldsymbol{x}^{(i)},\boldsymbol{y}^*\right)\right)}{U\left(\boldsymbol{R}_{sx}\left(\boldsymbol{x}^{(i+1)}\right)\right) - U\left(\boldsymbol{R}_{sx}\left(\boldsymbol{x}^{(i)}\right)\right)} \tag{7}$$

在第一次迭代（i = 0）时，半径设为 $\delta = 1$。随后根据标准规则进行调整：当 $\rho > 0$ 时，$\delta = 2\delta$；当 $\rho < 0$ 时，$\delta = \delta/3$。由 (6) 得到的候选设计在满足 $\rho > 0$ 时予以接受，否则予以拒绝。当 $\delta < \varepsilon$ 或 $\|\mathbf{x}^{(i+1)} - \mathbf{x}^{(i)}\| < \varepsilon$ （此处使用 $\varepsilon = 10^{-2}$ ）时，算法终止。算法每次成功迭代的计算成本仅为 D + 1 次电磁仿真（D 表示 x 的维数）。每次未成功的步骤还需要额外进行电磁评估。算法 (6) 终止后，设定 $\mathbf{x}^* = \mathbf{x}^{(i)}$。关于天线基于信赖域的优化的更全面讨论，请参见 [4], [10], [11]。

2.4 天线响应的特征辅助表示

天线可被视为传输线（例如微带线）与无线传播介质之间的变换器。因此，辐射体的工作频率与其物理尺寸成正比 [11]。第 2.1 节所述问题涉及：针对给定的 x（其决定辐射体的尺寸）调整 y，随后对后者进行微调。由于该过程具有顺序性，当目标工作频率的确定与 x 的调谐相关联时，整个过程可能较为繁琐。对于多频段天线而言，该问题十分重要 [4]。可以通过在特征域内执行局部搜索来缓解这一问题 [12]。后者以经过精心选择的坐标点形式表示天线响应。

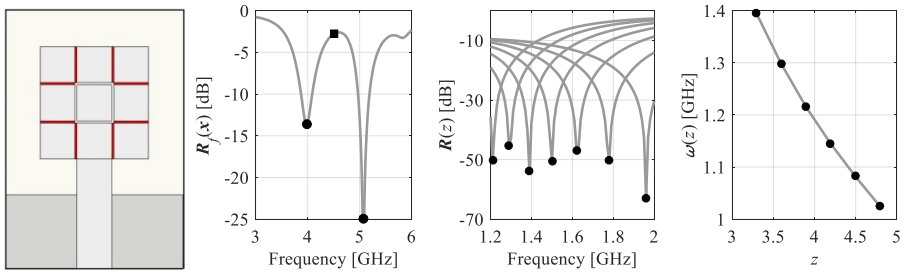
设 $F(\mathbf{x}) = [\boldsymbol{\omega}\ \mathbf{L}] = P(R_f(\mathbf{x}))$ 为通过函数 P [4], [12]从电磁仿真中提取的像素天线的基于特征的响应。其中，$\boldsymbol{\omega} = [\omega_1 \ldots \omega_q]^T$ 和 $\mathbf{L} = [L_1 \ldots L_q]^T$ (q = 1, ..., Q) 表示针对设计问题，根据所关注的频率（通常以 GHz 为单位）和电平（以 dB 为单位）定义的特征。这对坐标点可以表示特定响应电平处的频率（例如，与窄带天线谐振相关的局部最小值），也可以表示特定目标频率处的电平（例如，预期工作带宽边缘处的电平）[12]。与 $R_f(\mathbf{x})$ 相比，响应特征的变化是 x 的非线性程度低得多的函数。因此，可以利用坐标点在较宽的频率范围内可靠地移动谐振，同时保持过程的成本处于可接受水平。图 2 展示了使用特征点表示天线响应的方法。有关该概念的更全面讨论，请参见 [4], [12]。

应当强调的是，当与第2.3节的优化引擎配合使用时，R_{sx} 模型不仅基于F(x)响应——而非 $R_f(\mathbf{x})$——进行构建，而且还使用不同的设计目标进行评估。这一点同样适用于增益比的评估。

2.5 双阶段优化方法总结

基于像素的拓扑的无监督生成与调优，能够根据所需的设计规格简化天线的开发。所考虑的双阶段优化方法可总结如下。

1. 设定N_x、N_y、x，计算M并生成天线电磁模型；2. 生成Z(x, f)，并按第2.2节所述构造$R_{sy}(\mathbf{y})$；3. 采用目标函数U及所选全局搜索方法求解(2)，从而求得$\mathbf{y}^*$；4. 若为基于频率的设计，则转至步骤6；否则转至步骤5；5. 定义特征提取函数P，并用F(x)替换$R_f(\mathbf{x})$；6. 使用所选目标函数通过最小化(6)求得$\mathbf{x}^*$，然后结束。



(a) (b) (c) (d)

图 2。像素天线：(a) 电磁模型示例，突出显示像素之间金属连接/蚀刻连接（红色/白色），以及 (b) 基于特征的表示（Q = 3）所表示的 $\boldsymbol{R}_f(\mathbf{x})$ 响应（—），以电平（●）和关注频率（■）表示；(c) 沿给定 z 进行频率扫描；(d) 基于特征的扫描。与 $\omega(z)$ 相比，$\boldsymbol{R}(z)$ 的变化 [4]。

天线电磁模型借助自定义脚本生成，无需用户推断；该脚本确定构成辐射体的像素晶格，以及能够控制它们之间连接的端口。应当指出，所述算法的计算成本较低，因为确定$\mathbf{x}^*$与$\mathbf{y}^*$仅涉及少量电磁仿真。

3 结果

所考虑的框架通过单极子拓扑加以展示，该拓扑由包含 N_x = 3 行、N_y = 3 列像素的晶格以及 M = 12 个辅助端口组成（参见第 2 2 4 = 1 6 ε_r = 节）。电磁 4 3, δ = 0 025 $^{(0)}$ = [3 0 2 0 3]^T 模型采用 FR 基板（h . mm, . tan .）。初始参数为 x . .。本文考虑两个测试案例，分别涉及宽带和双频辐射体的开发。电磁模型使用 CST Studio 生成。鉴于内部端口数量较少且 R_{sy} 的成本可忽略不计，使用穷举搜索对 (2) 进行最小化。x 的下限和上限分别为 $\mathbf{l}_x$ = [3 0.2 0 2.4]^T 和 $\mathbf{u}_x$ = [5 0.6 4 5]^T。

3.1 宽带天线设计

第一个案例涉及专用于在 f_L = 3.8 GHz 至 f_H = 10 GHz 范围内工作的宽带结构的开发。在生成天线电磁模型后，按照第2.2节所述获得设计 $\mathbf{x}^{(0)}$ 的阻抗矩阵 Z。优化由极小极大函数 U = max{max(R – R_{thd}), 0}$_{f_L \le f \le f_H}$ 控制，其中选择 R_{thd} = –10 dB 作为可接受带内反射的阈值；f ∈ f（参见第2.1节）。像素配置 $\mathbf{y}^*$ = [∞ ∞ 0 0 0 0 0 ∞ ∞ 0 ∞ 0]^T 通过使用上述目标函数最小化 (2) 而求得。接下来，使用第 2 3 * = [3 55 0 2 1 78 节的算 2 8]^T 6 6 31 法对所确定的几何结构进行微调。. 最终解 x . . . . 仅在 ( ) 的迭代之后求得，这对应于总共 R_f(x) 次仿真。总体而言，天线开发的计算成本相当于 33.3 R_f 次仿真（在双路 AMD EPYC 7282 系统上的 ~0.56 小时 CPU时间）。图

3(a) 展示了优化天线的几何结构及其在设计过程各阶段的响应比较。值得注意的是，$R_f(x^{(0)},y^*)$ 略微违反了所施加的设计要求。然而，由于设计过程第二阶段的作用，性能得到了改善。总体而言，$R_f(x^*,y^*)$ 的特征是在 3.74 GHz 至 10 GHz 范围内反射低于 –10 dB 水平。

3.2 多频带天线设计

第二个案例涉及设计一款专用于在 $f_1 = 3$ GHz 和 $f_2 = 6$ GHz 下工作的双频天线。鉴于 $x^{(0)}$ 可能不足以在目标频率处获得谐振，因此重新表述了该问题：确定一种几何结构，使第二个频率相对于第一个谐振频率偏移预定义的缩放因子 K（此处，$K = f_2/f_1 = 2$）。对于此类问题，可通过最小化以下目标函数来确定合适的拓扑结构：$U = \max\{R - R_{thd}\}_{f_{r.1},f_{r.2}\in \boldsymbol{f}}$，其中 $f_{r.1}$ 是反射低于 $R_{thd} = –15$ dB 电平时的第一个谐振频率，且 $f_{r.2} = f_{r.1}$ 3 1, $^* = [0 \infty 0 0 \infty \infty 0 0 \infty \infty 0 0]^T$ Kf。与第 . 节类似，通过穷举搜索找到最优解 y。值得注意的是，U 所定义的搜索空间存在不连续性。不过，鉴于所选搜索机制的性质，这并不构成挑战。如图 3(b) 所示，设计 $R_f(x^{(0)}, y^*)$ 的中心频率为 3.74 GHz 和 9.1 GHz，与目标值相比存在显著偏移。鉴于此，将结构响应转换为特征 F(x)，类似于图 2(b) 所示的特征，即谐振处的频率/电平。基于特征的目标函数为 $U_F = \beta_1 \max(L - R_{tF}) + \|\boldsymbol{\omega} - [f_1\ f_2]^T\|$，其中 $\beta_1 = 10$ 用于平衡频率和电平相关要求。设计目标是将谐振移至目标频率，同时保持 $\boldsymbol{\omega}$ $_{thd}$ $^* = [4\ 88\ 0\ 6\ 0\ 79$ 处 $3\ 41]^T$ 8 6

的反射低于 R 电平。经过 TR 次迭代后得到优化设计 x . . . .——根据 F(x) 响应实现对 ( ) 的最小化——对应于 33 次 $R_f(x, y^*)$ 评估。如图 3(b) 所示，优化设计的反射在 2.66 GHz 至 4.06 GHz 和 4.44 GHz 至 6.67 GHz 的频段内均低于 –10 dB 电平。该设计过程的总计算成本相当于 35.3 次 R_f 仿真（~0.6 小时 CPU时间）；考虑到 y^* 是通过穷举全局搜索确定的，这一成本较低。

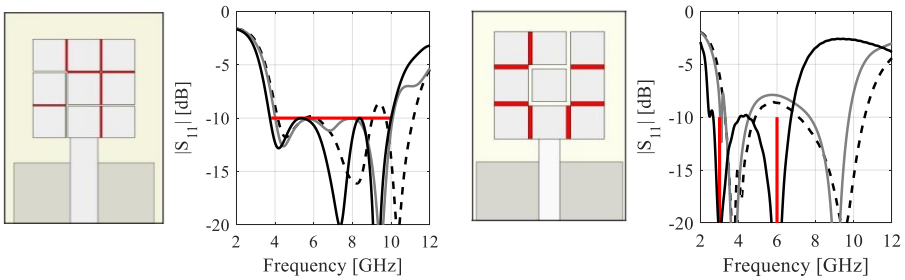


图 3. 像素天线——（灰色）IMPM $R_{sy}(x^{(0)}, y^*)$ 的优化几何与响应，以及（黑色）电磁模型 $R_f(x^{(0)}, y^*)$（– –）和 $R_f(x^*,y^*)$（—）：(a) 第一种情况，(b) 第二种情况。

4 结论

本文探讨了一种用于高效开发像素化天线的双阶段框架。该方法通过对高效IMPM模型进行全局优化，确定理想的天线拓扑。随后，通过调整浮点尺寸（例如像素的大小和间距）对所得几何结构进行微调。本文通过两个示例展示了该方法，分别涉及宽带天线和双频天线的自动设计。对于第一个案例，微调采用频率响应进行。对于第二个案例，则使用基于特征的响应调整结构几何形状，以便移动全局搜索所得的偏离目标的谐振。对于所考虑的测试案例，天线设计的总成本不超过 36 次电磁仿真。

致谢。本文部分工作得到了波兰国家科学中心资助项目 2021/43/B/ST7/01856 的支持。

利益披露。作者声明不存在利益冲突。

参考文献

1. Koziel, S., Bekasiewicz, A.: 通过多目标优化全面比较紧凑型超宽带天线的性能。IEEE 天线与传播汇刊 65(7), 3427–3436 (2017) 2. Haq, T., Koziel, S.: 新型互补式多重同心开口谐振环，可高灵敏度地可靠表征介电基板。IEEE 传感器期刊 24(10), 16233–16241 (2024) 3. Mroczka, J.: 计量学中的认知过程。《测量》46, 2896–2907 (2013) 4. Bekasiewicz, A., 等：使用变保真度模型辅助开发拓扑无关平面天线的特征辅助策略。《计算科学杂志》85, 102521 (2024) 5. Whiting, E.B., 等：通过高效的多目标形状优化方法生成超原子库。IEEE 开放获取天线与传播期刊 28, 24229–24242 (2020) 6. Jacobs, J.P.: 通过卷积神经网络回归准确建模双频像素化微带天线的谐振频率。IEEE 天线与无线传播快报 20(12), 2417–2421 (2021) 7. Alnas, J., Giddings, G., Jeong, N.: 使用动态混合二进制粒子群优化改善倒F形天线的带宽。《应用科学》11, 2559 (2021) 8. Zhang, J., 等：基于内部多端口方法的基片集成波导器件逆向设计。IEEE 微波与无线技术快报 34(2), 171–174 (2024) 9. Soltani, S., Lotfi, P., Murch, R.D.: 多端口像素天线的设计与优化。IEEE 天线与传播汇刊 66(4), 2049–2054 (2018) 10. Bekasiewicz, A.: 使用结合自适应前向有限差分的信赖域方法优化物联网系统的硬件层。IEEE 物联网期刊 10(11), 9498–9512 (2023) 11. Balanis, C.A.: 天线理论、分析与设计，3rd 版，John Wiley & Sons，霍博肯 (2005) 12. Pietrenko-Dabrowska, A., Koziel, S.: 高频电子学的响应特征技术：优化、建模与设计自动化。Springer，纽约 (2023)