无监督　　自由形态平面天线拓扑的代理辅助综合，应用于物联网　　**ns**

Khadijeh Askaripour[1]，[1,2 11]，Adrian Bekasiewicz 和 Slawomir Koziel 电子、电信与信息学院，格但斯克工业大学，波兰格但斯克[2] 工程系，雷克雅未克大学，冰岛雷克雅未克

关键词：天线拓扑、带宽增强、局部搜索框架、代理辅助设计、无监督优化。

摘要

面向物联网（IoT）应用的天线结构设计是一项颇具挑战的任务。现代辐射器通常需要满足多项电气和／或辐射相关要求，同时还受到物联网系统的具体特性和／或预期运行环境所施加的限制。传统的天线设计方法通常需要人工开发拓扑，并在此过程中进行调谐。尽管这种方法已被证明有效，但容易出现错误并受到工程偏见的影响。另一种方法是无需设计人员监督即可生成和优化几何结构。该过程可由合适的算法控制，以根据规格要求确定并调整天线几何结构。遗憾的是，物联网辐射器的自动设计面临诸多挑战，例如如何确定理想的几何结构，以及优化成本高昂等。本文提出一种变保真度框架，用于基于通用仿真模型开发面向性能的自由形态天线。该方法采用代理辅助分类器，能够从一组自动生成（并存储以供日后重复使用）的候选设计中识别合适的辐射器拓扑。随后，利用基于梯度的优化引擎对所得几何结构进行双阶段调谐。本文通过六项数值实验展示了所提出的框架，这些实验针对无监督开发带宽增强贴片天线，分别用于5 GHz至6 GHz和6 GHz至7 GHz频段。此外，还对该方法及其生成的拓扑进行了广泛基准测试。

1. 引言

高性能天线结构是开发适用于动态环境的敏捷物联网（IoT）系统的关键要求之一。辐射器的电气特性和场相关特性取决于所选拓扑、馈电网络架构（尤其是天线阵列），以及设计参数的适当调谐 [1]-[8]。确定天线几何结构的主要难点在于信息逆向流动 [10]。换言之，设计人员知道需要满足哪些规格要求，却缺乏关于拓扑和／或其修改方式的详细信息（除基于经验提出的修改外），因而难以确定哪些方案能够产生令人满意的响应 [9]-[11]。

当代物联网系统中的天线往往需要满足严格的要求，其中可能包括宽带、多频带或其他非常规性能 [1]-[4]。与此同时，传统辐射体（例如，采用知名经验公式综合设计的辐射体）性能较差，因此不适用于现代应用 [12], [13]。一种切实可行的解决方案是基于电磁（EM）仿真开发辐射体。这类仿真能够准确评估性能，但计算成本较高。典型的电磁仿真驱动设计流程需要几何模板（基于工程经验获得，或从文献中提取），随后根据需求修改模板，并采用选定的优化算法进行数值调优 [14], [15]。这一流程可以迭代实施：先凭借经验开发拓扑结构，再依次进行（人工）几何结构修改和以性能为导向的优化，以期获得性能理想的结构 [16]-[18]。虽然这种认知方法已被证明有效，但它容易受到工程偏见的影响，表现为倾向于选择设计者熟悉的拓扑结构和／或几何结构修改方案。经验驱动设计的其他瓶颈包括耗时较长，以及在拓扑结构开发过程中能够（可靠地）控制的要求数量有限 [19]。此外，这一流程无法保证找到合适的解决方案。从这一角度来看，优先考虑面向规格的天线生成、而非工程洞见的无监督方法，似乎是很有前景的替代方案。

自动天线设计涉及根据需求直接调整自由形态拓扑结构。采用这种方法的前提是存在通用电磁仿真模型，即不受特定预设形状或输入参数限制的模型 [20]-[27]。通用拓扑结构主要分为两类，分别将辐射体表示为：（i）基本图元的组合；或（ii）一组坐标点。对于第一类，几何形状通过二进制矩阵编码。矩阵内容对应于部分重叠（以确保电气连接）的基本组件（例如矩形或三角形）的启用/停用 [20]-[24]。待生成形状与其基于矩阵的表示之间存在一一对应关系，这有利于保持拓扑一致性，即使对于带有金属化嵌入部分的复杂几何形状也是如此。另一方面，为确保能够生成多种几何形状，需要使用大型矩阵。此外，既要控制矩阵中基本图元的分布，又要控制其物理尺寸（浮点数），这表明综合问题具有混合整数性质，可能需要调整合适的优化程序 [28]。对于第二类方法，通过样条或线段等方式互连的点坐标用于定义天线轮廓。该方案可方便地与常用数值算法集成 [10], [25]-[27]。另一方面，在设计优化过程中必须保持坐标点的适当分布，以避免生成不可行的解（例如自相交解） [9]。此外，与基于矩阵的模型类似，基于坐标的形状若要具备适当的几何灵活性，就需要大量独立设计参数 [10]。这两种方法还面临一个共同的挑战：难以确定适用于优化的初始几何结构。

通过基于种群的优化（例如元启发式算法）

[27], ，可以在一

[29]

定程度上缓解优化中识别合适设计候选方案（也称为起始点）这一问题。这类算法能够处理一组设计方案，因此可以在每次迭代中评估不同的拓扑结构（从而充分探索搜索空间） [30]。另一方面，由于需要通过电磁仿真来确定天线性能，这一机制在计算成本方面面临严峻挑战 [10]。因此，传统元启发式算法的实际应用通常局限于综合简单结构：这类结构最多由少数几个独立参数表征，且具有相当标准的响应 [26], [27]。采用代理辅助方法可以降低基于种群的拓扑开发所需的高昂成本 [10], [31]。这些方法旨在将优化所涉及的计算负担从昂贵的仿真模型转移到廉价的数据驱动代理模型上；该代理模型利用一组训练几何结构及其基于电磁仿真的响应进行识别 [10], [19], [31]。虽然将代理模型与元启发式算法结合已被证明有益，但其实际适用性往往局限于低维问题 [32]。其他方法则通过在搜索空间先前受限的区域内识别数据驱动模型，来扩展可处理的参数数量 [31], [61]。然而，这种方法隐含地假设，辐射体的拓扑结构以及识别搜索空间中有用部分所需的参数范围均已知 [31]。从这一

透视角度来看，所述方法不适用于多维几何结构的自动生成 s.

在局部搜索设置中综合天线拓扑结构，是采用基于种群的方法进行优化的一种有趣替代方案。由于每次只调整一个设计，局部算法每次迭代仅需进行少量电磁仿真（以确定下降方向）。此外，可以将设计问题嵌入代理辅助框架，以控制计算成本。一种流行的电磁驱动设计方法，是在信赖域（TR）循环 [10], [33], [34]中嵌入基于梯度的例程，以调整天线几何形状。该方法归结为围绕当前最佳设计方案生成局部数据驱动模型。随后，根据预测方案相对于基于电磁仿真的响应 [34]的质量，对模型进行优化和调整，或重新设置。上述方法已用于开发多参数天线，也应用于采用变保真度电磁仿真或逐步调整设计问题维度的设置 [10]。尽管其已展现出实用价值，基于局部搜索的拓扑生成能否成功，仍取决于是否具备合适的天线几何结构。实际上，候选设计要么通过经验方程 [35] 获得，要么通过近似文献中的形状推导得出；这些形状从所施加的设计指标来看具有应用前景 [10]。尽管通用天线模型的局部优化可以在可接受的计算成本下进行（尤其是与代理辅助方法结合时），但这一过程受到上述依赖认知来确定起始点所带来的局限。总之，将先进技术应用于自动开发具有非标准性能响应的现代天线，面临着识别合适拓扑结构 [10], [26], 、设计成本过高 [27], [36], 以及优化算法收敛 [37]等相关问题。从这个角度看，无监督天线设计仍是一个尚未解决的问题。

本文提出了一种变保真度框架，用于自由形态天线的自动化、面向指标的设计。该流程包括半随机生成拓扑结构，随后使用低保真度（即离散化较粗的）模型对其进行基于电磁仿真的评估。对于每种设计，所得响应随后被纳入代理辅助分类例程，该例程能够在几乎不增加成本的情况下，通过重新缩放天线尺寸来评估天线性能。如果候选解的响应未超过分类器定义的阈值，则接受这些候选解进行局部调谐。采用嵌入TR框架的基于梯度的算法，对有前景的设计进行数值优化。随后，将得到的低保真度几何形状用作基于TR的微调（即在高保真度电磁仿真模型层面进行）的起始点，以获得最终设计。最后一步只需进行少量迭代。本研究的主要贡献包括：(i) 开发了一种用于天线拓扑结构均匀缩放的代理辅助方法；(ii) 将该方法集成到具有热启动能力的稳健设计分类例程中（即重新利用已有设计，作为新设计问题的潜在候选方案）；以及 (iii) 实现了该框架，用于自动且经济高效地生成由多个独立参数表征的非对称天线结构。所提出的框架通过六个测试案例进行了验证，这些案例涉及面向物联网应用的自由形式贴片天线开发。辐射器由五十多个设计变量表征。本文开发了两组非常规结构，分别用于在5 GHz至6 GHz和6 GHz至7 GHz频率范围内工作。优化后的天线工作带宽为17%至20%，远优于工作频率范围约为4%的传统贴片天线。对自动生成并优化的结构进行了实验验证，并与文献中的先进辐射器进行了比较。此外，还将所提出的框架与先进算法进行比较，并评估所得设计对制造公差的敏感性。

2. 设计方法

本文探讨了一种用于自动生成自由形式贴片天线的变保真度框架。为确保内容完整，本文给出了设计问题的表述。随后，说明了如何通过代理辅助分类对准随机生成的设计方案进行分类。接着，讨论了变保真度电磁仿真模型的信赖域局部优化，并以所述方法的总结作为本节结尾。

2.1 问题表述

设 $R_f(x) = R_f(x, f)$ 为自由形天线在感兴趣的频率范围 f 内、输入参数向量为 x 时得到的高保真响应。设计优化任务可定义为 [38]:

$$x^* = \arg\min_{x \in X} \left(U\left(R_f(x) \right) \right) \tag{1}$$

其中，X 为搜索空间的可行域，x^* 是待求的最优设计，$U = U(R_f(x))$ 为目标函数。电磁驱动天线优化涉及从已知初始设计 $x^{(0)} \in X$ 出发，基于 R_f 模型仿真 [38]直接评估 U。

在传统设计场景中，辐射体的拓扑结构以及（1）的起始点，都是

基于工程经验确定的，以便将搜索空间缩小到感兴趣的区域，并借助局部例程识别 x^* [32], [37]。然而，对于自由形态辐射器的无监督开发，向量 x 同时表示结构形状及其尺寸。因此，天线生成问题涉及确定 $X \subset X_n$（其中 X_n 同时包含可行拓扑和不可行拓扑），并在 X 中识别有前景的候选几何形状。本研究假设天线结构以互连坐标的形式表示。因此，可行拓扑的要求包括生成的形状中不存在自交，以及馈电点与驱动单元之间存在电连接（即，使用一组点定义的辐射体）。此外，由于缺乏有用设计分布方面的数据，X 的下界/上界 l_b/u_b 应予以放宽 [31]。同时，要使几何形状在可实现性能方面保持灵活，就需要用多个独立参数来表示。因此，搜索空间不仅规模庞大（由于其具有高维度），而且还是多模态的，这给使用局部例程进行探索带来了巨大挑战。

除了识别有用起始点 $x^{(0)}$所面临的挑战外，由于处理多维问题时算法收敛所需的电磁仿真数量极其庞大，最小化式 (1) 并不切实际。取而代之的是，可通过迭代过程逐步逼近最终设计：对不断更新的代理模型 $R_s^{(i)}$（i = = 0, 1, ...,）进行优化，从而取代对 R_f 的直接评估，如下所示：[38]

$$\boldsymbol{x}^{(i+1)} = \arg\min_{\boldsymbol{x}\in\boldsymbol{X}} \left(U\left(\boldsymbol{R}_s^{(i)}(\boldsymbol{x}) \right) \right) \tag{2}$$

其中，$x^{(i+1)}$ 近似于设计 x^*，$R_s^{(i)}$ 由在适当分布于 $x^{(0)}$周围的候选设计处对 R_f 模型进行电磁仿真获得。将式 (2) 嵌入变保真度框架 [31], [39], 后，可进一步降低该过程的计算成本；在该框架中，首先基于底层低保真模型 R_c获得 $R_s^{(i)}$。后者是 R_f的简化版本（因此精度较低，但计算成本也较低）。

本研究考虑的问题涉及自由形态天线的自动生成及其局部调谐。设计分为两个步骤：(i) 生成并缩放初始解；(ii) 在变保真度设置下对其进行代理辅助优化。以下将详细介绍每个步骤。

2.2 借助代理模型生成初始设计

采用准随机方法确定初始设计。首先生成定义天线轮廓的坐标，然后对其排序，以确保形状不存在自交（从而保持其可行性）。接着，在确保馈电坐标位于轮廓内的前提下，随机生成这些坐标。显然，随机点分布无法对正在开发的结构的性能进行任何控制。鉴于典型的设计要求是在关注频率范围内确定可接受的反射，因此，为多参数设计问题找到合适起始点的概率较低。另一方面，复杂几何形状可能呈现非标准电响应，在相对宽的带宽范围内分布着多个局部极小值。图1展示了两种随机生成的天线所获得的响应及其设计要求。尽管这两种结构在感兴趣范围内的性能都较差，但其响应在关注频率以上呈现出可用于优化的谐振。考虑到天线尺寸与其电学行为之间的关系，可以缩放几何结构，将响应中理想的特征（例如谐振）移至可用范围。因此，通过宽带评估和缩放性能特征，可以提高随机生成的形状适用于局部优化的可能性。天线频率响应的偏移可通过回归近似计算，且成本几乎可以忽略不计 [31], [38]。

令 $R_{s.f}(x)$ 表示通过将低保真天线模型的响应沿 $f_1 = \alpha f$ 平移得到的代理模型，其中 f 为原始频率扫描（参见第 2.1 节），α 为缩放系数 [38]。$R_{s.f}$ 响应的构建与变化通过近似 $R_c(x, f)$ 实现，而该近似是在确定 α 与天线尺寸 [38]之间的映射后进行的。模型表示为：

$$\alpha = \beta_0 c^2 + \beta_1 c + \beta_2 \tag{3}$$

其中，c 表示天线尺寸均匀缩放的系数，$\boldsymbol{\beta} = [\beta_0\ \beta_1\ \beta_2]^T$ 表示模型权重。设 $X_q = \{x_{q.1}, ..., x_{q.t},\ t = 1, ..., T$ 为一组准随机生成的设计。令 $y_{t.k} = c_k \cdot x_{q.t}$ 表示使用 $c_k = c_0 + \delta_k$ 进行均匀缩放后的设计，$R_{c.t.k} = R_c(y_{t.k})$表示其对应的频率响应。参数 c_0 和 δ_k 分别表示标称加权系数，以及向量 $\boldsymbol{\delta} = [0\ \delta_1 \ldots \delta_k]^T$的第 k 个（k = 0, 1, 2, ..., K）元素。后者包含用于改变 c_0 缩放的选定正/负分量。目标是基于对 K 个加权系数下的 T 个设计进行评估所提取的数据，确定天线尺寸与其响应频率偏移之间的关系。对于得到的 $R_{c.t.k}$ 个响应，选取特定谐振 $r_{t.k}$ 的频率，并追踪其随 c_k 的偏移。结果是一个针对各设计的谐振频率向量 $r_t = [r_{t.0}\ r_{t.1} \ldots r_{t.K}]^T$，随后以 $r_{t.0}$ 为基准进行归一化，得到 $\boldsymbol{\alpha}_t = r_{t.0}/r_t$。对所有 T 个训练设计均执行该提取过程。对于给定的 $C = \boldsymbol{1}c$，其中 $c = [c_0 \ldots c_K]$，且 1 为全 1 列向量，可得到频率缩放系数矩阵 $\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{\alpha}_1 \ldots \boldsymbol{\alpha}_t]^T$。最后，使用以下公式解析地求得式（3）中的权重 $\boldsymbol{\beta}$

最小二乘法 [40]。算法可概括如下：

1. 设置 $t = 1$、$k = 0$、c_0 和 $\boldsymbol{\delta}$；2. 基于 $x_{q.t}$ 生成 $y_{t.k}$，通过电磁仿真获得 $R_{c.t.k}$ 并提取 $r_{t.k}$；3. 若 $k = K$，则计算 $\boldsymbol{\alpha}_t = r_{t.0}/r_t$ 并转到步骤 4；否则设置 $k = k + 1$ 并转到步骤 2；4. 若 $t = T$，则使用最小二乘法求解式（3），利用提取的 $\boldsymbol{\beta}$ 构建 $R_{s.f}$ 模型并结束；否则设置 $t = t + 1$ 并转到步骤 2。

值得注意的是，$\boldsymbol{\beta}$ 的组件也可以根据 $r_k = \upsilon/c_k$ 进行解析近似，其中 υ 为光速。然而，基于仿真的系数能够更真实地近似频率变化，尤其是在所选 c_k 权重与 c_0 相差较大时。图 2 展示了基于多个设计方案的电磁仿真提取的缩放曲线与解析解的比较，以及示例天线缩放前后的响应。请注意，所考虑的 $R_{s.f}$ 模型仅调整谐振在频率上的位置。为确保多维设计生成的成本较低（每个解只需进行一次 R_c 仿真），未考虑对谐振幅度的控制。虽然构建代理模型需要评估少量 $R_{c.t.k}$ 响应，但对于给定的天线类别，该过程只需执行一次。此外，还可以将其与形状的准随机生成相结合，从而重复利用已有设计。代理模型构建完成后，将使用分类函数评估每个候选解。关于频率缩放代理模型的构建与评估的更详细讨论，请参阅 [31], [38]。

2.3 代理模型辅助设计分类

经过电磁仿真后，根据给定的分类函数对准随机生成的设计 x_q 所得到的响应进行调整——该响应基于代理模型 $R_{s.f}(x_q) = R_{s.f}(x_q, c)$ 响应——以评估其作为局部优化候选方案的可用性。分类器根据带内响应水平的可接受阈值 E_t 定义。优化过程包括确定缩放系数，使生成模型获得最佳带内响应。其定义如下：

$$c^* = \arg\min_c \left(U_q \left(\boldsymbol{R}_{s.f} \left(\boldsymbol{x}_q, c \right) \right) \right) \tag{4}$$

其中，c^* 是待求的最优缩放系数，设计目标 U_q 定义如下：

$$U_q = -E_t + \left\{ \max \left(\boldsymbol{R}_{s.f} \left(\boldsymbol{x}_q, c \right) \right) \right\}_{f_L \le f \le f_H} \tag{5}$$

这里，$f \in f$ 是天线响应的感兴趣范围，其上下限频率分别为 f_L 和 f_H。需要重申的是，最小化式（5）仅涉及对 $R_c(x_q)$ 响应进行一次电磁仿真，并将该响应输入第2.2节的代理模型。若式（5）得到的最终响应小于零，则接受该候选设计进行优化。所提出的高效低成本分类机制可概括如下：

1. 设置 E_t、f_L 和 f_H；2. 生成准随机候选设计 x_q，并评估其 $R_c(x_q)$ 响应；3. 将 $R_c(x_q)$ 响应输入代理模型 R_s，并求解 (4) 以确定 c^*；4. 如果 $U_q(R_{s.f}(x_q, c^*)) \le 0$，则设置 $x^{(0)} = x_q$ 并结束；否则转到步骤 2。

随后，将按照上述流程确定的设计 $x^{(0)}$ 作为局部优化的起始点。需要注意的是，尽管该方法无法保证找到合适的初始解，但在生成的拓扑结构中实施均匀缩放，可在可接受的计算成本下为多维问题生成有前景的设计方案（尤其是与采用基于种群的元启发式方法进行暴力优化相比时）[26], [27], [30]。此外，即使所得设计候选对给定问题毫无用处，也会将其存储在数据库中，以供日后重用。

2.4 设计优化引擎

与多维结构优化相关的主要挑战之一（无论问题是单目标还是多目标）是，在给定迭代中评估解的质量需要进行大量电磁仿真。尽管在优化过程中并行化电磁仿真可以在一定程度上缓解这一问题，但这种方法会对计算硬件和仿真软件许可证提出很高的要求 [31], [41]。另一种做法是将问题纳入信赖域（TR）优化循环，其中利用迭代更新的代理模型生成一组 $j = 0, 1, \ldots$ 个近似解，最终得到解 x^*。基于信赖域的设计任务表述如下 [34]:

$$\boldsymbol{x}^{(j+1)} = \arg \min_{\left\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}^{(j)}\right\| \le \lambda} \left(U\left(\boldsymbol{G}^{(j)}\left(\boldsymbol{x}\right)\right)\right) \tag{6}$$

参数 λ 表示信赖域半径（此处采用 $\lambda = 1$ 的初始值），G 是根据电磁仿真模型 R 的响应构建的局部线性模型。请注意，根据天线设计阶段（参见第2.5节），代理模型 G 分别基于 $R = R_c$ 或 $R = R_f$ 数据生成。该模型如下：

$$\boldsymbol{G}^{(j)}\left(\boldsymbol{x}\right) = \boldsymbol{R}\left(\boldsymbol{x}^{(j)}\right) + \boldsymbol{J}\left(\boldsymbol{x}^{(j)}\right)\left(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}^{(j)}\right) \tag{7}$$

雅可比矩阵 J 采用大步长中心有限差分（FD）计算，表示为 [42]:

$$\boldsymbol{J}\left(\boldsymbol{x}^{(p)}\right) = \left[\ldots \quad \frac{1}{h_d^{(p)}} \left(\boldsymbol{R}\left(\boldsymbol{x}^{(p)} + \frac{\boldsymbol{h}_d^{(p)}}{2} \right) - \boldsymbol{R}\left(\boldsymbol{x}^{(p)} - \frac{\boldsymbol{h}_d^{(p)}}{2} \right) \right) \quad \ldots \right]^T \tag{8}$$

其中，$h_d^{(p)} = \sigma x_d^{(p)}$ 表示相对于设计方案 $x^{(p)} = [x_1^{(p)} \ldots x_d^{(p)} \ldots x_D^{(p)}]^T$ 中第 d 个（d = 1, ..., D）维度的扰动，σ 为步长缩放系数，且 $h_d^{(p)} = [0 \ldots h_d^{(p)} \ldots 0]^T$。需要注意的是，可在每次成功迭代后重新设置雅可比矩阵 (8)，即令 p = 0 = j，从而以此模式对 (6) 进行最小化。或者，也可以使用围绕初始设计定义的静态雅可比矩阵（即 p = 8），在缩小最终设计范围的同时降低 ( ) 的成本；例如，在需要对高保真设计进行精细调整时。此外，扰动系数 σ 可用于调整算法的开发能力。

例程 (6) 基于系数 $\rho = (U(R(x^{(j+1)})) - U(R(x^{(j)})))/(U(G^{(j)}(x^{(j+1)})) - U(G^{(j)}(x^{(j)}))$ 进行控制，该系数表示目标函数 U 响应的实际改进量与预测改进量之比。当 $\rho >$ 0 75, 时，TR 半径被设置为 $\lambda = 2\lambda$。或者，当 $\lambda = \lambda 3$ 时，将 $\rho < 0\ 25$ / 设置为 $\lambda^{(j+1)}$。算法在满足 （此处，）、 x–x 或 $< \varepsilon$ $\varepsilon = 10^{-2}$ $\| {}^{(j+1)} \quad {}^{(j)} \| < \varepsilon$ $\| \quad {}^{(j+1)} \quad {}^{(j)} \| < \varepsilon$ U(R(x)) – U(R(x)) 时终止。应注意，在考虑 G 重构的模式下，即当 (8) 中 p = j 时，(6) 的计算成本对应于每次成功迭代所需的 2D + 1 电磁仿真。对于每个不成功的设计，或不涉及 G 模型重置的步，即 (p = 0)，还需要额外的仿真。有关基于信赖域的优化的更全面讨论，请参见 [33], [34], [37]。

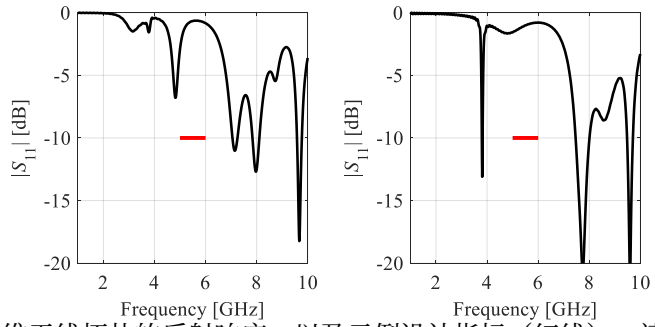
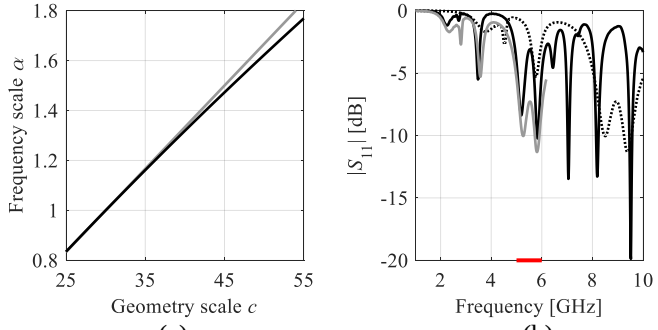


图1. 两种随机生成的多维天线拓扑的反射响应，以及示例设计指标（红线）。请注意，经过适当缩放后，感兴趣频率范围以上的响应可用于局部优化。



(a) (b)

图2. 代理模型辅助几何调谐：(a) 基于解析形式（灰色）和从电磁仿真中提取（黑色）的缩放曲线；(b) 对随机设计按照感兴趣频率范围（红线）进行缩放后，比较 R_c at c_0 (...) 与 $R_{s.f}$（灰色）和 R_c response（黑色）。请注意，代理模型仅能移动谐振位置，以确保缩放成本较低。

2.5 设计框架总结

所提出的算法包括：(i) 设计方案的准随机生成、具有成本效益的均匀缩放及分类，以及 (ii) 在变保真度设置中嵌入的有前景候选解的代理辅助优化。后一阶段不仅控制用于生成局部代理模型的电磁仿真的质量，还控制其是否需要重置，以及 (8) 中所用有限差分扰动的步长缩放（此处，已根据一系列数值实验选取 $\sigma = 0.02$）。假设通用天线模型可用，所提出的框架可概括如下（框图见图 3）：

1. 设置 D、f、f_L、f_H、E_t，并使用第 2.2 节的方法识别 $R_{s.f}$ 模型；2. 使用第 2.3 节的算法生成/评估候选设计 x_q；3. 使用第 2.3 节的程序确定 $x^{(0)}$；4. 设置 $R = R_c$, σ，并通过使用重新设置的雅可比矩阵（$p = j$）求解（6）获得 x_{tmp}^*；5. 如果 $R(x_{tmp}^*)$ 违反设计要求，则设置 $\sigma = \sigma/2$、$x^{(0)} = x_{tmp}^*$，并使用（6）重新优化设计以获得 x_c^*；否则设置 $x_c^* = x_{tmp}^*$；6. 设置 $j = 0$、$R = R_f$, σ、$x^{(j)} = x_c^*$，并通过使用静态雅可比矩阵（$p = 0$）求解（6）获得 x_f^*，结束。

由于使用中心有限差分确定的雅可比矩阵具有可靠性，因此很少需要在步骤 4 中重新设置优化。该机制涉及在信赖域循环中优化 R_c 模型，以识别高质量的 x_c^* 设计，随后根据 R_f 模型响应重新优化结构。此过程旨在利用粗粒度电磁仿真缩小搜索空间中的有前景区域，并通过数量有限的精确（但成本高昂的）精细模型评估进一步开发该区域。需要强调的是，步骤 6 中采用静态雅可比矩阵，是因为所识别的 x_c^* 解具有较高质量。因此，获得 x_f^* 所需的电磁仿真次数较少，算法在两到三次迭代后终止（因此，识别 $J(x^{(0)})$ 是最后一个设计步骤总成本的主要组成部分）。有关天线结构变保真度优化的更全面讨论，请参见 [38], [39]。

3. 数值结果

本节通过优化一个以坐标点群 [27] 表示的平面结构，展示了所提出的自由形天线自动生成与优化框架。本文考虑了两个案例研究，共涵盖六种几何形状。这些设计问题涉及为物联网应用无监督开发非常规平面辐射器，分别用于以下频段运行：(i) 5 GHz至6 GHz和(ii) 6 GHz至7 GHz。对于这两个测试问题，独立设计参数的数量设为 $D = 53$（包括拓扑结构均匀缩放所需的系数）。电磁模型仿真的边界频率范围设为1 GHz至10 GHz。对确定的候选设计进行优化时，目标函数旨在最小化关注频带内的天线反射，其表达式如下：

$$U = 1/M \sum_{m=1}^{M} \max\left(R_m(x) - R_{\max}, 0\right)^2 \tag{9}$$

此处，$R_m(x) \in R(x)$，$m = 1, .., M$ 表示关注频带内第 m 个频率点处的天线反射（参见第 2.3 节），而 $R_{\max}$ 是优化过程的目标反射电平（此处选择 $R_{\max} = -11$ 分贝，以确保相对于目标 $R_{goal} = -10$ 分贝有少许余量）。天线几何结构的参考缩放因子和分类器的阈值分别设为 $c_0 = 30$ mm 和 $E_t = -5$ 分贝。

3.1 通用天线模型

自由形天线的无监督、面向指标的设计，取决于是否能够获得通用电磁仿真模型。考虑图 4 [29] 所示的通用平面辐射体。该结构制作在 Rogers AD255C 基板上（$h = 1.524$ mm，$\varepsilon_r = 2.55$，$\tan\delta = 0.0013$）。它由一个与形状和尺寸无关的贴片构成，该贴片用点群表示，点群定义在柱坐标系中。通过将每个角坐标定义为相对于前一个角坐标的值，并将它们的累积和归一化到 0 至 2π 的范围内，确保辐射体的几何可行性（即轮廓不存在自交）。需要强调的是，与例如 [27], [35] 相比，该模型有意不定义对称面，以提高辐射体在可实现响应方面的灵活性，同时能够生成非标准辐射方向图（例如具有双波瓣或偏心最大值的方向图）。贴片通过圆柱探针馈电。还需重申的是，探针坐标是随机生成的，除非能够确保其位于所生成的轮廓内。

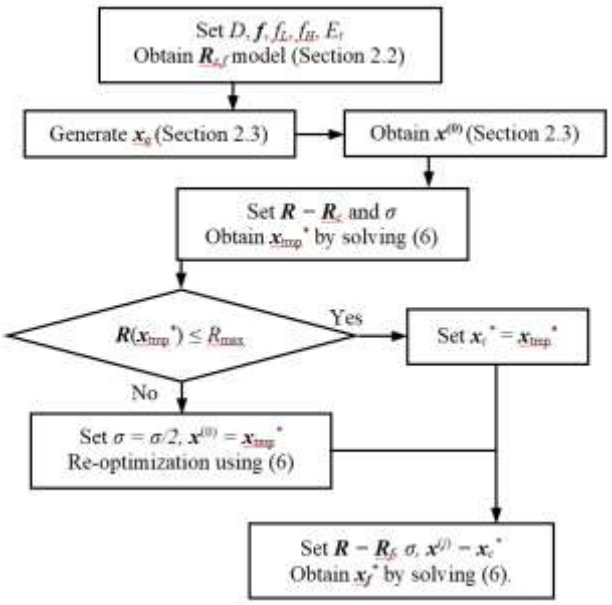


图3. 所提出的优化框架框图。

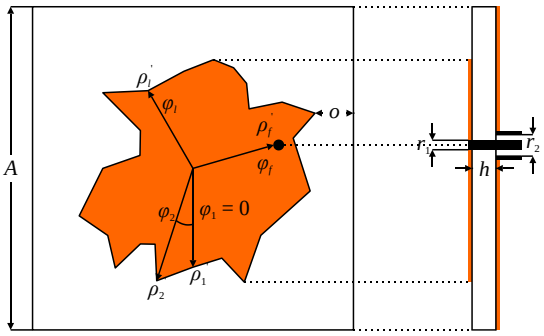


Fig. 4. 用于优化的通用天线电磁仿真模型，并突出显示设计参数 .

天线设计参数由向量 x = [ρ_f φ_f $\boldsymbol{\rho}$ $\boldsymbol{\varphi}$]^T $\boldsymbol{\rho}$ = [ρ_1 ρ_2 ρ_l]^T $\boldsymbol{\varphi}$ = c 定义，[φ_1 φ_2 φ_l]^T = 1 ρ_f
其中.....和.....分别为用于表示贴片轮廓（l，.....，L）的径向坐标和角坐标，而.....和 φ_f 则定义探针馈电的位置，c 为天线缩放因子（参见第 2.2 节）。固定参数包括贴片至基板边缘的偏移量 o = 5 $_1$ = mm，以及同心馈电半径 r . mm 0 615 $_2$ = 1 415 50 和 r . mm（分别用于确保输入阻抗为 Ohm）。请注意，c 的单位为 mm，而 x 的其余组件均为无量纲。用于表示该结构的可调参数总数为 D = 2L + 3（因此，L = 0.5(D – 3)）。基板为正方形，其边长为 A = A_1 + 2o，而贴片尺寸为 A_1 = 2c·max($\boldsymbol{\rho}$)。拓扑在以下上下限范围内视为可行：l_b = [$c_{0.l}$ 0 $\varphi_{0.l}$ 0.1I 0.01I]^T 和 u_b = [$c_{0.h}$ $\rho_{0.f}$ $\varphi_{0.h}$ 0.9I 0.8I]^T，其中 I 为 L 维全 1 向量。请注意，参数 c $_{0.l}$ = $^{(0)}$ 2, $_{0.h}$ = $^{(0)}$ + 3 $\rho_{0.f}$ = $\boldsymbol{\rho}^{(0)}$ $\varphi_{0.l}$ = $\varphi^{(0)}$ π 2, $\varphi_{0.h}$ = c – c c 、max( )、– / 和 / 根据起始 $\varphi^{(0)}$ + 3π 2 2 3 点 x 确定，起始点 x 的获取方法见第 . . 节。

天线模型在 CST Microwave Studio 中实现，并使用其时域求解器 [43]进行评估。为支持变保真度优化，我们实现了该结构的两个模型。低保真度模型 R_c 采用粗略离散化网格表示，包含 ~121,000 个六面体单元。其他简化包括采用无损基板、将金属化表示为无限薄的理想导体，以及放宽时域算法的收敛标准 [44]。该模型在配备 32 GB RAM 的 AMD EPYC 7282 系统上的平均评估时间为 60 秒。高保真度模型 R_f 采用 ~ 410,000 个单元离散化（仿真耗时：110 秒），并

在介电基板中引入损耗，并采用非零厚度的金属化 [44]。

3.2 第一个案例研究

第一个设计问题涉及面向规格的天线拓扑结构开发，旨在使其工作于 f_L = 5 GHz 至 f_H = 6 GHz 的感兴趣频率范围内。该过程采用第2.5节所述的框架完成。第一步是为第 2.2 节的代理模型 $R_{s,f}$ 建立乘法频率系数与均匀缩放因子 (3) 之间的映射。为获得系数向量 $\boldsymbol{\beta}$，生成了一组包含 T = 3 个准随机设计的 Y_q = {$y_{q.1}$, $y_{q.2}$, $y_{q.3}$}，以及以下

重新缩放系数向量 $\boldsymbol{\delta}$ = [0 –5 15]^T。后者分别对应于 c = [30 25 45]^T。随后，使用第3.1节的仿真模型评估了 X_q 中的设计与 c 中缩放因子的组合。对所得响应进行处理，提取出 r_t 个谐振，并使用最小二乘法提取出向量 $\boldsymbol{\beta}$ = [–10^{-4} 0.037 –0.047]^T。该模型与第 2.3 节的分类机制结合使用，以确定适合进行局部优化的候选设计。总共生成了三个测试设计，即 $x_1^{(0)}$、$x_2^{(0)}$ 和 $x_3^{(0)}$（详情见附录A）。请注意，对于每个起始点，系数 c 相对于参考值 c_0 = 30的平均变化幅度几乎为 12 mm。此外，分类器认为所有未经缩放的准随机设计都不适合作为候选解，这说明了所提出的频率调整型 $R_{s.f}$ 代理模型的有效性。

所获得的设计候选方案随后使用第2.4节的 TR 引擎进行了优化。对于 $x_1^{(0)}$，低保真度拓扑 $x_{c.1}^*$ 在算法 (6) 经过 15 次迭代后被找到。下一步，该设计被用作基于 TR 的调谐的起始点，该调谐嵌入了高保真度电磁仿真（采用静态雅可比矩阵）。最终设计 $x_{f.1}^*$ 仅经过 2 次迭代即已获得（尺寸见附录A）。图5展示了变保真度优化过程各阶段天线拓扑的形状与反射响应。所得结果表明，在拓扑生成之后，基于 R_c 评估的优化适用于识别包含最优设计的搜索空间区域。带有静态雅可比矩阵的高保真度模型仅用于对响应进行微调。因此，其计算成本较低（鉴于所需电磁仿真次数有限）。尽管图5(c)中拓扑形状的改动相对较小，最大带内响应的变化却达到数分贝，这表明恰当的——即基于高保真度的——天线调谐的重要性。值得注意的是，图5(b)中初始设计的 R_c 响应违反了分类函数所规定的 E_t 阈值。如第2.2节所述，这是因为 $R_{s.f}$ 代理模型仅支持频率调节，因而无法维持对响应水平的控制。与此同时，由于贴片形状非同寻常，缩放后的 R_c 响应发生了畸变。尽管如此，对 $R_c(x_1^{(0)})$ 与 $R_{s.f}(x_1^{(0)})$ 的比较表明，移动谐振（见图2(b)）相较于其他未缩放解提高了该设计的实用性。另一项重要说明是，c_0 处的反射低于 c，这表明在重新缩放之后，应能够实现感兴趣范围内响应的最小化。当响应特征为频率上彼此接近、但拓扑上互不相关的谐振时，情况可能并非如此（参见图1(a)）。

生成 $x_{f.1}^*$ 设计方案的总体数值成本相当于 666.6 次 R_f 模型仿真（使用单台机器耗时 ~20.4 小时 CPU时间）。该成本包括：用于识别模型 (3)、对初始设计 $x_{c.1}^{(0)}$进行准随机识别及其基于信赖域的优化的 6、93 和 916 次 R_c 评估，以及用于微调最终设计的 113 次 R_f 仿真。请注意，(3) 中 $\boldsymbol{\beta}$ 的提取仅执行一次，因为系数可重复用于针对不同感兴趣频率范围的缩放。考虑到用于表示天线拓扑的大量设计参数，该计算成本可谓较低。

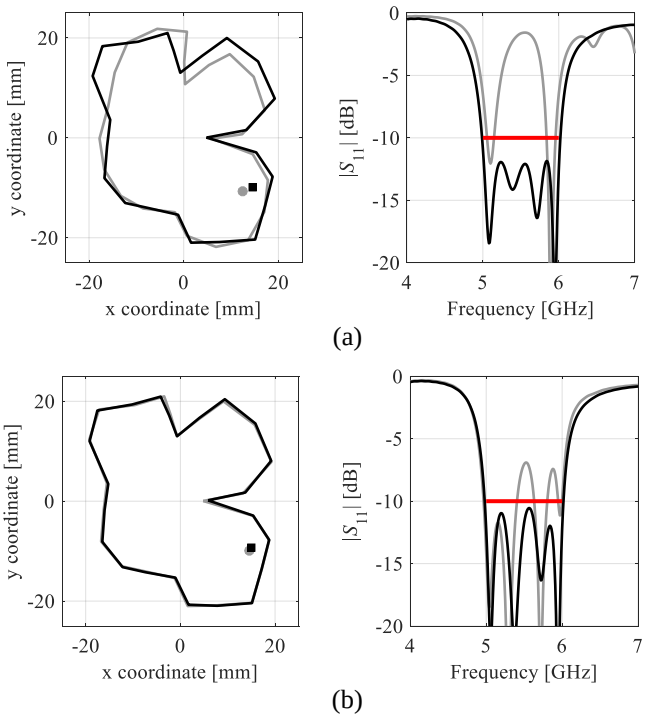
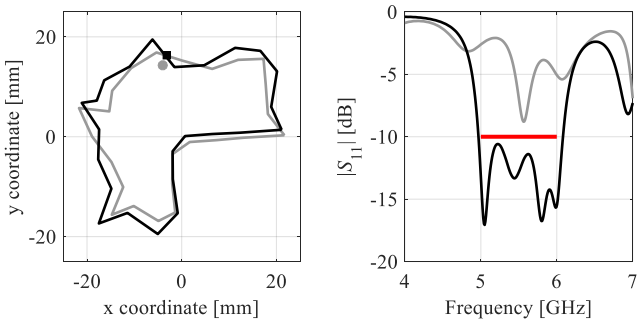


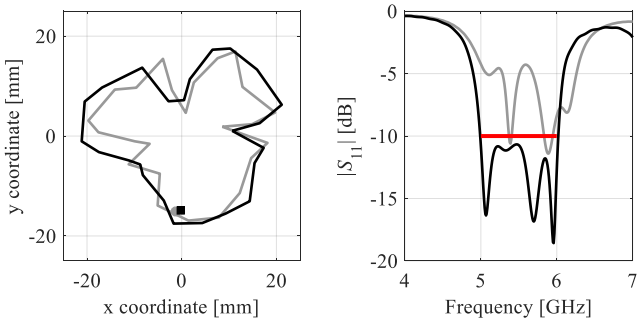
图5. 使用所提出的框架开发的非常规天线——该结构的几何结构和频率响应表示为：(a) $x_1^{(0)}$（灰色）和 $x_{c.1}^*$（黑色）设计的 R_c 模型，以及 (b) $x_{c.1}^*$（灰色）和 $x_{f.1}^*$（黑色）设计的 R_f 模型（尺寸见附录A）。

表1：第一个案例研究——优化设计比较

设计	A_1 [mm]	f_L [GHz]	f_H [GHz]	BW		增益 [dBi] @ f [GHz]		
				[GHz]	[%]	5	5.5	6
$x_{f.1}^*$	42.5	4.99	6.02	1.03	18.7	7.49	2.70	5.18
$x_{f.2}^*$	44.7	4.96	6.07	1.10	19.8	2.61	8.10	5.65
$x_{f.3}^*$	44.6	4.99	6.02	1.03	18.7	3.05	7.18	6.30



(a)



(b)

图6。针对5 GHz至6 GHz带宽的拓扑结构——初始设计（灰色）和优化设计（黑色）的几何形状，以及为天线获得的相应反射响应：（a）2和（b）3。

对于其余两个设计方案，图6（其尺寸见附录A）对比了 $x_2^{(0)}$和 $x_{f.1}^*$处的拓扑结构与响应，以及 $x_3^{(0)}$ 和 $x_{f.3}^*$ 。值得注意的是，$x_{f.1}^*$ 和 $x_{f.3}^*$ 的几何形状轮廓相似，但馈电点的位置存在显著差异。生成设计方案的计算成本分别为：$x_{f.2}^*$ 需要 784.3 次 R_f 仿真（耗时 ~23.9 小时 CPU时间），$x_{f.3}^*$需要 910.2 次 R_f 评估（耗时 ~27.8 小时）。鉴于天线模型的高维度，这些成本较低。

表1比较了所生成天线的带宽（BW）、最大增益和尺寸。这些结构呈现出约20%的宽带响应，其最大增益范围为~3 分贝至~8 分贝。需要强调的是，这些结构仅根据电气性能要求进行了优化。因此，其特定增益仅是面向反射的设计所产生的副产品。

所生成的辐射体$x_{f.1}^*$、$x_{f.2}^*$和$x_{f.3}^*$ 可分别包络在边长为A_1 （参见第3.1节）的正方形内，其边长分别为42.2 mm（占用面积：~1781 mm^2）、44.7 mm和44.7 mm（尺寸：~1998 mm^2）。与此同时，在相同基板上实现、专用于5.5 GHz频率工作的矩形辐射体，其边长仅为15.7 mm，总尺寸为~246 mm^2 [13]。然而，较小的天线在R – dB水平下仅提供 3 6 $_{goal}$ = 10 3 31 4 × 。33 3 ~1046 $_2$ 5 5 %的带宽（参见第节）。将辐射体尺寸增大至.mm .mm（占用面积：mm）——以便将其二次谐波移至约.GHz——可使带宽增强至6.7%。与此同时，设计$x_{f.1}^*$ 的工作范围为18.7%，比传统贴片天线宽5.2倍和2.8倍，但其占用面积也分别大7.2倍和1.7倍。图7展示了所讨论的天线拓扑结构及其在优化设计下的响应对比。需要注意的是，尽管较大矩形贴片的响应在6.2 GHz附近呈现局部极小值，但由于自由度数量不足，无法利用该特性进一步增强结构的带宽。

3.3 第二个案例研究

第二个案例研究涉及开发专用于在 f $_L$ = 6 $_H$ = 7 GHz 至 f GHz 带宽内工作的天线。用于重新缩放准随机设计的 $R_{s.f}$ 代理模型与第 3.2 节中使用的相同。需要再次强调，第一个案例研究中获得的所有候选解均已

存储在数据库中。已有的设计方案已重新用于分类（参见第 2.3 节）。其中两个候选方案，即 $x_4^{(0)}$ 和 $x_5^{(0)}$，基于热启动解。因此，筛选有前景的设计方案仅需进行两次 R_c 仿真（用于评估已接受的缩放后几何形状）。此外，为进一步展示将初始点重新用于满足各种性能要求的能力，设计方案 $x_6^{(0)}$ 是根据指定的工作带宽对 $x_2^{(0)}$ 进行重新缩放后得到的（所得尺寸调整系数为 c = 37.64 mm）。接下来，使用第2.5节的框架对几何形状进行了优化。

$x_4^{(0)}$、$x_5^{(0)}$、$x_6^{(0)}$、$x_{f.4}^{*}$、$x_{f.5}^{*}$和$x_{f.6}^{*}$ 设计方案中天线的几何形状及反射响应如图8所示（尺寸见附录B），其性能的定性比较见表2。与第 3.2 节类似，初始设计与优化设计之间相对较小（但仍明显）的拓扑变化，对天线的电气性能有显著影响。每种优化后的拓扑均呈现出相对宽带的特性（R_{goal} 处的带宽超过1 GHz，约为相对于6.5 GHz中心频率的17%）。同时，围住贴片的正方形边长分别为33 mm（$x_{f.5}^{*}$）至35.75 mm（$x_{f.4}^{*}$）。

如表2所示，辐射器的最大增益（同样是反射导向优化的副产品）从$x_{f.4}^{*}$ 的6.7 dBi到$x_{f.6}^{*}$的8 dBi不等。值得注意的是，$x_{f.2}^{*}$ 和$x_{f.6}^{*}$ 的最大增益仅相差0.1 dB，这表明天线形状对整体辐射性能有显著影响，因此有可能获得非标准的辐射特性。

生成优化设计的计算成本分别为 $x_{f.4}^{*}$、$x_{f.5}^{*}$ 和 $x_{f.6}^{*}$ 的 586.8（~17.9 小时 CPU时间）、581.8（~17.8 小时）和 637.7 R_f 仿真（~19.5 小时）。再次强调，考虑到几何形状的高维度（每个设计包含 53 个变量），这一成本较低。需要再次指出的是，所有初始设计候选方案均通过重新利用为第 3.2 节问题生成的准随机解获得（即已存储在数据库中的解）。优化解的性能令人满意（全部满足设计要求），表明可利用现有的准随机几何形状对所提出的拓扑生成流程进行热启动。鉴于已有大型设计候选方案数据库，与针对每个测试问题识别新的准随机解相比，选择适当结构的成本可以大幅降低。如前所示，该成本已从平均 388 次 R_c 仿真（针对第一个案例研究）降低至每个设计仅需一次。

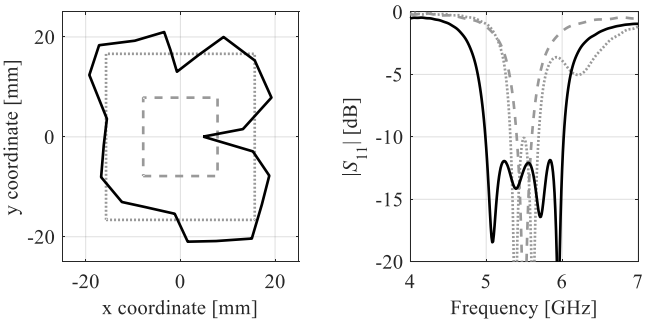
4. 测量结果

优化天线已经制造并完成测量。选定原型的照片如图9所示，而图10给出了电磁仿真与测量结果在反射方面的比较（针对 $x_{f.1}^{*}$ 至 $x_{f.6}^{*}$ 设计方案）。带内基于电磁仿真的响应与实验响应的最大值之间的差异范围为：$x_{f.5}^{*}$ 为0.02分贝，$x_{f.2}^{*}$为1.42分贝。此外，$x_{f.2}^{*}$ 和 $x_{f.4}^{*}$ 设计方案的测得反射特性略微不满足关于 R_{goal} = –10 分贝的要求。总体而言，仿真获得的电性能特性与实验获得的电性能特性之间的一致性是可以接受的。

制造天线的远场响应在非消声环境中，使用内部开发的测量系统进行了评估，并采用适当的后处理算法 [45], [62]进行了校正。图11分别展示了在5.5 GHz下对 $x_{f.1}^{*}$、$x_{f.2}^{*}$、$x_{f.3}^{*}$设计方案，以及在6.5 GHz下对 $x_{f.4}^{*}$、$x_{f.5}^{*}$和 $x_{f.6}^{*}$ 设计方案，在 yz平面（参见图9(b)）中获得的仿真与测量辐射方向图的比较。需要再次强调的是，所得特性是面向反射的优化的副产品。大多数结构表现出非标准的双瓣响应，其局部最大值分别位于约35°和–40°处。在这方面，$x_{f.3}^{*}$ 设计是一个例外，在5°处仅有一个明显的辐射最大值。同样，所得响应之间的相似性是可以接受的，尤其是考虑到测量是在非标准传播条件下进行的。值得注意的是，仿真与测量之间轻微但明显的差异可归因于制造公差（因为天线形状的微小变化可能会显著影响其性能，见图5）、简化电磁模型（即对同心馈电结构的粗略表示、缺少焊点等）、结构的手工组装，以及具有挑战性的测量条件 [45]。有关所使用测试设备和后处理流程的更详细讨论，请参见 [45], [62]。

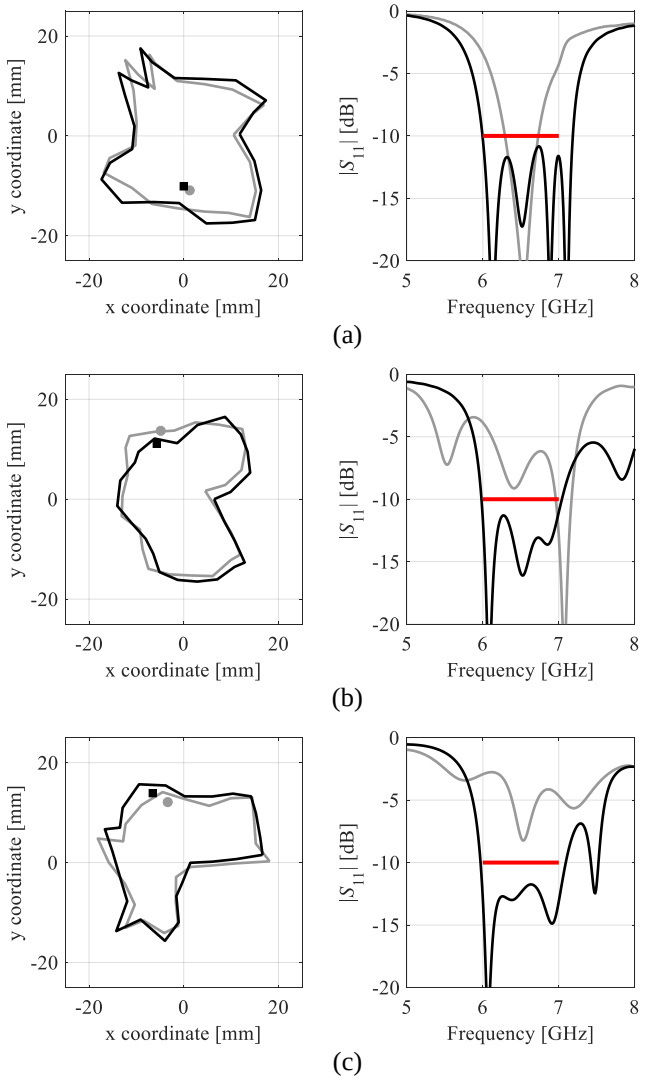
表2：第二个案例研究——优化设计比较

设计	A_1 [mm]	f_L [GHz]	f_H [GHz]	BW		增益 [dBi] @ f [GHz]		
				[GHz]	[%]	6	6.5	7
$x_{f.4}^{*}$	35.75	5.99	7.18	1.19	18	2.52	6.70	2.67
$x_{f.5}^{*}$	32.99	5.98	7.04	1.06	16	6.48	6.73	2.59
$x_{f.6}^{*}$	34.80	5.96	7.09	1.13	17	4.16	8.00	6.96



(a) (b)

图7. 标准（– –）和扩大（···）矩形贴片与自由形天线 $\mathbf{x}_{f1}^{*}$（—）的对比，比较内容包括：(a) 尺寸和形状（按比例绘制），以及 (b) 带内响应。请注意，扩大贴片会将谐波频率移至约 5.5 GHz，并产生额外的谐振。



(a)

(b)

(c)

图8. 专为 6 GHz至7 GHz带宽设计的拓扑结构——天线的初始（灰色）和优化后（黑色）设计方案的几何形状及其对应的反射响应：(a) 4，(b) 5，以及 (c) 6。

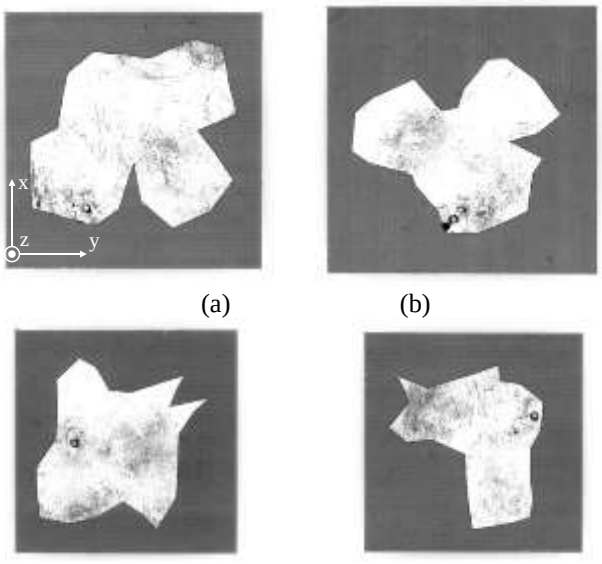


图1 9. 制造的天线原型的等比例照片：(a) $x_{f.1}^{*}$、(b) $x_{f.3}^{*}$、(c) $x_{f.4}^{*}$ 和 (d) $x_{f.6}^{*}$。叠加坐标轴表示天线进行辐射方向图测量时的方向。

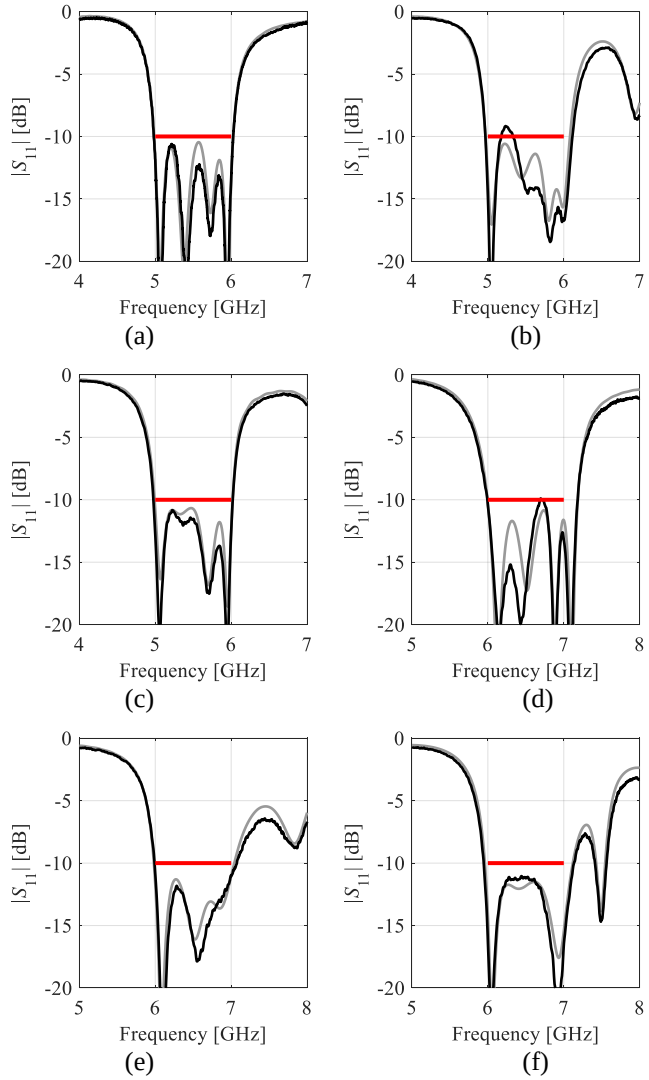


图1 10. 带内反射——设计方案的电磁仿真（灰色）与测量结果（黑色）的比较：(a) $x_{f.1}^{*}$、(b) $x_{f.2}^{*}$、(c) $x_{f.3}^{*}$、(d) $x_{f.4}^{*}$、(e) $x_{f.5}^{*}$ 和 (f) $x_{f.6}^{*}$。

5. 比较与讨论

本节将所提出的方法与竞争算法进行了基准比较。此外，还评估了天线原型对制造公差的敏感性，并将其与文献中的辐射器进行了比较。本文还讨论了优化设计在物联网系统中的潜在应用、将该框架用于自动开发天线所面临的挑战，以及拓扑生成采用热启动所带来的益处。

5.1 方法基准测试

从计算成本和性能两方面，将所提出的框架与其他算法进行了比较。所考察的方法包括第2.4节中的基于信赖域的例程，以及一种标准的基于种群的进化算法，该算法采用交配限制、锦标赛选择和精英策略（种群规模：2D；最大迭代次数：250；变异和交叉概率分别为0.5和0.2） [46]。具体基准测试包括：(i) 不采用代理辅助调整天线尺寸的基于信赖域的优化（参见第 2.3 节） [9], [10], [34], ，以及基于元启发式的优化，其中设置为 (ii) 根据分类函数对初始种群中的设计方案进行缩放，或 (iii) 不进行缩放（c = 30 mm）[20], [26], [27]。为确保比较公平，算法 (i) 从修改后的设计 $x_1^{(0)}$ （c = 30 mm）开始执行，而进化例程的初始种群则由数据库中已存储的106个准随机设计（设计参数数量的两倍，即2D）组成，其中包括解 $x_1^{(0)}$ （参见附录A）。此外，通过采用适当的预处理机制，确保优化过程中生成的所有设计方案均满足可行性要求。对于所有测试案例，均以最小化目标函数 (9) 为目标。关注频率的上下限与第 3.2 节相同。

表3中的结果表明，对于所考虑的测试场景，所提出的框架不仅能够生成最佳解，而且计算成本最低。方法(i)和(iii)得到的较差的 $U(x^*)$ 响应表明，第 2.3 节的缩放机制有助于提高初始解的质量。值得注意的是，对于(iii)，由于目标函数没有改善，该算法在迭代100次后终止。有趣的是，方法(i)生成的设计优于基于种群的程序，这表明使用有限种群对复杂且高维搜索空间进行可靠探索存在困难，同时也说明拥有良好起始点的重要性。此外，元启发式优化的成本比基于局部的方法高一个数量级，对应于超过一周的计算时间（使用单CPU计算机）。因此，对于当前问题，所考虑的基于种群的方法似乎用途有限。

5.2 统计分析

尽管电磁仿真与测量结果高度相似（如第4节所示），设计方案 $x_{f.2}^*$ 仍略微违反了带内 R_{goal} = –10 分贝阈值（参见第3节）。尽管已将目标水平确定为 R_{max} = –11 分贝，以确保天线性能发生退化时仍有一定余量，但该要求仍未得到满足。如前所述，这种差异可能受到制造公差的影响。后者可以通过基于蒙特卡罗（MC）仿真的统计分析（也称为成品率估计）进行量化 [47], [48]。该问题涉及评估一组 M 个随机扰动下的响应；这些扰动根据假定的概率分布，在名义（即优化后的）设计附近生成。制造成品率表示满足规格要求的设计方案数量与给定 x_f^* 解决方案附近所有可用扰动数量之比。其可估计为 [47]:

$$Y = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} H\left(U_1\left(\boldsymbol{x}^{(m)}\right)\right) \tag{10}$$

其中，$U_1(x^{(m)}) \le 0$，m 个受扰动设计方案。此处考虑的目标函数形式如下：

$$U_1(\boldsymbol{x}) = R_{\text{goal}} - \max\left\{\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})\right\}_{f_L \le f \le f_H} \tag{11}$$

需要注意的是，直接电磁驱动蒙特卡罗仿真成本极高，因为为确保足够的精度，需要大量扰动后的设计方案。此处已对所有设计方案 [47], [48] 进行了代理模型辅助成品率估计。所考虑的测试包括评估优化设计周围的 10000 次扰动，这些扰动根据均匀（最大偏差 σ_{max} = 0.05 mm）和高斯（均值 μ = 0 、标准差 σ = 0.03 mm）概率分布生成。每个测试案例的代理模型生成成本相当于进行二维高保真仿真（总计 624 次 R_f 评估）。

表 4 汇总的结果表明，对于所有考察的天线，依据 (11) 计算的制造成品率都接近 100%，只有 $x_{f.4}^*$除外。尽管如此，后者仍未达到目标水平 R_{max}

。此外，$x_{f.2}^*$ 的良率较高，这表明性能要求未能满足并非由制造公差导致，而是源于其他因素。预计在天线轮廓边缘（参见图 8(b)）手工组装（安装、焊接等）探针馈电结构，很可能是造成差异的原因。图 12 展示了针对 $x_{f.2}^*$ 和 $x_{f.4}^*$ 设计方案进行的蒙特卡罗仿真，使用了数百个随机生成的样本（高斯分布）。值得注意的是，响应相对于标称解的偏差较小。关于代理辅助蒙特卡罗分析的更全面讨论，请参见 [47], [48]。

表 3：算法基准测试

方法	电磁仿真次数		总成本		U(x*)
	$\boldsymbol{R}_c$	$\boldsymbol{R}_f$	$\boldsymbol{R}_f$	[h]	
(i)	1271	–	693.3	21.2	13.9
(ii)	26500	–	14455	442	16.9
(iii)	10600	–	5782	177	25.2
本工作	1015	113	666.6	20.4	0.01

表 4：优化天线–制造良率

分布		标称设计					
		$x_{f.1}^*$	$x_{f.2}^*$	$x_{f.3}^*$	$x_{f.4}^*$	$x_{f.5}^*$	$x_{f.6}^*$
高斯	Y [%]	99.0	99.8	96.7	75.5	99.9	100
均匀	Y [%]	99.3	99.7	95.9	76.2	100	100

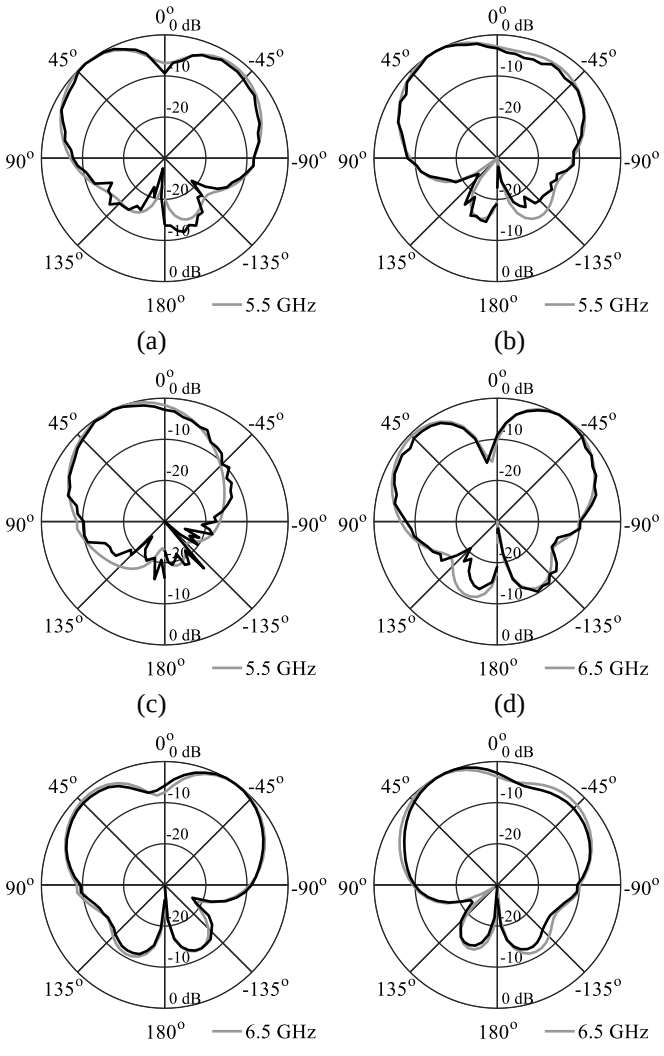


图11. yz平面辐射方向图（参见图9(b)）——各设计方案的电磁仿真（灰色）与测量结果（黑色）对比：(a) $x_{f.1}^*$、(b) $x_{f.2}^*$、(c) $x_{f.3}^*$、(d) $x_{f.4}^*$、(e) $x_{f.5}^*$和(f) $x_{f.6}^*$。

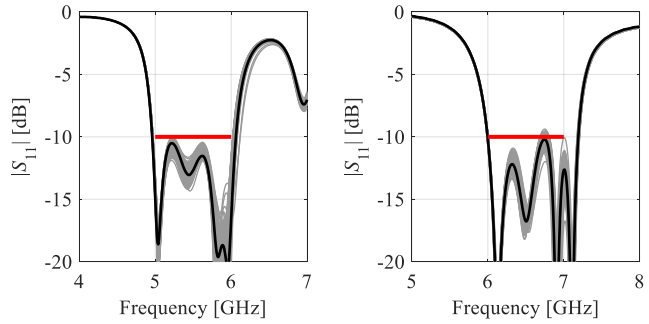


图12. 标称设计（黑色曲线）附近天线的蒙特卡洛仿真（灰色曲线）：(a) $x_{f.2}^*$ （估计良率：100%）和 (b) $x_{f.4}^*$ （良率：68.9%）。红色条表示所需的工作带宽。

表5：优化设计基准

几何结构	占用面积		f_0	BW		Gain	A × B
	[$\lambda_g \times \lambda_g$]	[λ_g^2]	[GHz]	[GHz]	[%]	[dBi]	[毫米 × 毫米]
矩形#	0.84 × 0.89	0.74	5.50	0.37	6.72	4.54	31.4 × 33.3
[51]	0.40 × 0.60	0.24	5.90	0.27	4.58	6.02	11.1 × 16.7
[9]	0.46 × 0.65	0.30	5.50	0.87	15.8	–	13.6 × 19.5
[50]	0.55 × 0.57	0.31	2.46	0.18	7.30	2.90	37.5 × 38.7
[52]	0.49 × 0.65	0.32	6.70	0.35	5.23	1.54	12.0 × 16.0
[53]	0.59 × 0.85	0.50	3.86	0.08	2.17	5.34	25.2 × 36.0
[54]	0.93 × 0.93	0.87	5.30	0.31	5.83	1.48	28.9 × 28.9
[55]	0.79 × 2.08	1.64	7.52	2.11	28.0	8.00	19.0 × 50.0
[56]	1.36 × 1.36	1.85	5.40	0.17	3.05	7.90	54.0 × 54.0
$x_{f.3}^*$	1.19 × 1.19	1.41	5.50	1.03	18.7	7.49	44.6 × 44.6
$x_{f.5}^*$	1.04 × 1.04	1.08	6.50	1.06	16.3	6.73	33.0 × 33.0

第 3.2 节扩大贴片的测量结果

5.3 与其他天线的比较及讨论

采用所提出的框架开发的两款天线——即 $x_{f.3}^*$ 和 $x_{f.5}^*$ 设计方案——已与文献中的先进辐射器 [9], [51]–[56] 在性能和尺寸方面进行了比较。所关注的指标包括带宽、最大增益和尺寸。为确保比较公平，每款天线的尺寸均以导波波长 λ_g 表示；该波长根据用于实现该结构的基板电参数以及其中心频率 f_0计算。此外，非常规辐射器的占地面积以能够包围贴片的最小 A × B 矩形面积表示。表 5 汇总的结果表明，除一款外，所有基准天线的带宽均低于 1 GHz。尽管该结构 [55] 的带宽超过 2 GHz（28%），且具有高增益，但其采用的基板厚度是 $x_{f.3}^*$ 和 $x_{f.5}^*$的两倍，并且采用了包含少量辐射组件的多层拓扑。[9] 中的天线带宽为 0.88 GHz（即 16%），但未报告其增益。总体而言，大多数纳入比较的基准结构性能较差（带宽和增益均较低），但电尺寸也较小。考虑到这一点，本文自动开发的辐射器在物理尺寸与性能特征之间实现了可接受的折衷。

由于具有极宽的带宽（对于贴片天线而言）和双波瓣特性，使用所提出的框架生成的辐射器可用于优化物联网系统，以平衡其成本与性能。一个很好的例子是将其集成到室内定位系统的异构节点中 [57], [58]。此类节点通常针对全向天线进行优化，这类天线适用于大型开放区域，但在办公楼或其他布局复杂的场所等环境中并非最优选择。采用适应传播环境的异构架构，或可降低系统安装和维护的总成本，同时确保其性能达到可接受的水平 [59]。另一个潜在应用是根据运行条件对无线连接设备进行经济高效的适配（例如采用 WiFi 6），重点是在确保覆盖范围的同时尽量减少所需接入点的数量 [60]。

5.4 挑战

应用所提出的设计框架所面临的挑战源于问题的多维特性，具体包括：(i) 准随机生成（缩放后的）拓扑结构所带来的成本难以预测；(ii) 陷入较差局部最优的风险。

所提出的拓扑生成过程具有随机性，因此无法事先评估其成本。此外，该方法无法保证一定能找到可接受的几何结构。另一方面，对于所考虑的测试案例，生成有前景的起始设计（经缩放后）平均成本低于 400 次 R_c 模型仿真（参见第3.3节）。然而，基于数据库中已有的准随机解对设计识别流程进行热启动，会影响这一估算。

与此同时，在不考虑缩放的情况下，没有一个候选设计被认为是可接受的。显然，这些结果和分析并不意味着无法使用第 2.3 节分类器忽略的几何形状来进行算法化拓扑开发。不过，采用局部搜索算法进行优化时（如本研究所示），良好的起始点能提高收敛至可接受设计方案的概率（参见第5.1节）。值得注意的是，如果能够获得宽带响应，则数据库中汇集的设计可视为通用设计，因为可以应用缩放（或其他筛选方法），以识别符合包含宽带（已验证）、多频带或其他所关注行为的规格要求的有前景候选方案。还值得注意的是，数据库中设计（及其响应）的维数也可以通过插值进行调整，以满足要求，或适应优化算法[10], [35]的能力。

本文所考虑的 TR 引擎是一种鲁棒优化方法。然而，其局部搜索特性使算法面临陷入较差最优解的风险。如前所述，这在一定程度上与所考虑的自动拓扑开发问题具有高维度和多模态特性有关。另一方面，第 5.1 节的结果表明，对于全局优化程序而言，识别有用解同样是一项挑战 [26], [27]。此外，所提及的算法需要进行大量电磁仿真才能收敛（本例中计算耗时超过一周），这使其难以直接用于开发多维结构。与此同时，基于信赖域的方法的多种实现已被证明适用于优化具有许多独立变量的天线结构 [33], [37]。人们还考虑了其他方法，例如先对组件进行序列优化，再逐步增加参数数量。然而，这些方法似乎会对搜索空间的粒度产生不利影响 [10], [35]。与元启发式算法相比，信赖域方法似乎在计算成本与可获得解的质量之间实现了可接受的折衷。

所讨论的挑战指出了未来研究的潜在方向，即如何可靠、自动地开展面向指标的自由形天线设计。无论如何，研究已证明，所提出的框架能够生成复杂结构，其性能指标甚至超出了传统贴片式辐射器的能力范围。

6. 结论

本文提出了一种面向指标的自由形天线代理辅助开发框架。该方法包括准随机拓扑结构的自动生成与高效调整，并利用分类函数对其进行评估。随后，在 TR 框架内对有前景的设计候选方案进行优化。整个过程采用变保真度设置：首先基于低保真度电磁仿真对最终设计进行近似，然后使用精确电磁仿真模型进行微调。自由形态几何结构通过通用电磁仿真模型表示。本文通过两个案例研究展示了所提出的方法，研究内容涉及宽带辐射器的设计（共六种天线结构），这些辐射器用于在 5 GHz至6 GHz 和 6 GHz至7 GHz 频段内工作。所得拓扑结构的带宽分别为 16% 至 20%。结构开发的平均计算成本为每个设计 695 次高保真仿真（~21.2 小时 CPU时间）。对制造的原型进行实验验证后发现，仿真结果与测量结果吻合良好，证实了所提出的通用电磁仿真模型的有效性。生成的结构大多具有双瓣辐射特性，因此有望用于物联网应用，包括开发异构室内定位系统、适用于复杂传播环境的无线连接网络，或点对多点通信。本文将所提出的框架与竞争算法进行了基准比较。此外，还评估了优化天线对制造公差的敏感性，并将其与文献中的先进辐射器进行了比较，结果显示其表现良好。所得结果表明，所提出的框架能够以可接受的计算成本有效支持面向指标的天线开发。

未来的工作将着重于引入仿生设计生成方法，以增加几何形状的多样性；同时在天线轮廓内引入嵌入结构，并降低确定有用拓扑结构所需的成本。其他研究方向包括应用所提出的方法生成体积结构、将增益最大化纳入设计框架，以及开发自由形态辐射器，同时兼顾多个性能指标（例如带内反射、轴比或增益）。

致谢

本研究部分得到了 波兰国家科学中心的支持 资助项目 2021/43/B/ST7/01856。

附录

附录包含使用所提出的设计框架获得的自由形状天线结构的初始设计和优化设计。

A. 第一个案例研究 – 设计参数 以下列出了使用第2节中的程序生成并接受优化的自由形态天线所对应的可调参数向量：1. $x_1^{(0)}$ = [42 0 47 5 72 0 24 0 4 0 53 0 54 0 52 0 42 0 28 0 38 0 52 0 52 0 49 0 4 0 32 0 32 0 33 0 35 0 35 . 0 36 0 48 0 58 0 64 0 62 0 56 0 45 0 24 0 0 05 0 21 0 32 0 3 0 11 0 18 0 12 0 05 0 29 0 32 0 28 0 41 0.49 0.46 0.45 0.37 0.46 0.09 0.23 0.25 0.25 0.24 0.2 0.16]^T; 2. x

$_2^{(0)}$ = [45 0 31 1 58 0 57 0 5 0 53 0 58 0 48 0 37 0 34 0 37 0 34 0 31 0 28 0 42 0 34 0 27 0 3 0 43 0 34 .0.44 0.43 0 38 0 35 0 22 0 09 0 13 0 25 0 37 0 57 0 0 19 0 25 0 19 0 14 0 15 0 41 0 34 0 38 0 41 0 29 0 1 0 31 0.09 0.18 0.36 0.22 0.03 0.28 0.87 0.15 0.06 0.03]^T; 3. x

$_3^{(0)}$ = [45 0 38 4 63 0 19 0 33 0 44 0 33 0 42 0 35 0 2 0 06 0 17 0 32 0 28 0 36 0 44 0 39 0 23 0 17 0 3 .0.18 0.13 0 23 0 37 0 42 0 44 0 4 0 35 0 41 0 19 0 0 04 0 11 0 42 0 37 0 14 0 23 0 01 0 55 0 0 6 0 2 0 42 0 12 0 22 0.52 0.15 0.39 0.33 0.34 0.42 0.23 0.18]^T。低保真和高保真电磁模型经基于信赖域的优化后（从 $x_{c.1}^*$开始），由 $x_1^{(0)}$ 设计得到的向量：1. x

$_{c.1}^*$ = [41 94 0 5 5 78 0 21 0 41 0 58 0 59 0 57 0 43 0 32 0 42 0 5 0 48 0 54 0 47 0 29 0 3 0 36 0 37 . 0 35 0 37 0 52 0 57 0 66 0 6 0 57 0 46 0 25 0 12 0 09 0 25 0 35 0 35 0 14 0 21 0 14 0 08 0 32 0 35

0 28 0 39 0 45 0 44 0 45 0 33 0 44 0 08 0 26 0 26 0 26 0 25 0 19 0 16]^T .x

2 96 0 5 5 81 0 22 0 41 0 57 0 59 0 57 0 43 0 31 0 41 0 5 0 48 0

$_{f.1}^*$ = [41 54 0 47 0 29 0 3 0 37 0 38 .0.37 0.42 0.41 0 36 0 37 0 51 0 57 0 66 0 59 0 56 0 46 0 21 0 01 0 09 0 24 0 33 0 33 0 14 0 21 0 15 0 1 0 3 0 33 0 26 0.42 0.31 0.42 0.09 0.24 0.24 0.25 0.24 0.18 0.16]^T 使用第2.5节的框架从 $x_2^{(0)}$ 和 $x_3^{(0)}$ 优化得到的自由形态天线所对应的设计参数：

1. x_2 = [45 03 0 33 1 48 0 57 0 53 0 61 0 59 0 51 0 36 0 29 0 4 0 32 0 34 0 32 0 39 0 29 0 32 0 35 0 51 *.0.43 0 4 0 47 0 38 0 23 0 11 0 12 0 25 0 38 0 57 0 0 19 0 25 0 2 0 16 0 14 0 38 0 33 0 38 0 4 0 29 0 1 0 31 0.43 0.11 0.22 0.37 0.25 0.05 0.29 0.77 0.16 0.04 0.04]^T; 2. x

$_{f.3}^*$ = [44 84 0 35 4 67 0 23 0 36 0 48 0 45 0 44 0 4 0 24 0 15 0 15 0 34 0 43 0 48 0 48 0 41 0 29 0 25 .0.37 0.15 0.24 0 27 0 33 0 42 0 43 0 42 0 45 0 37 0 39 0 24 0 01 0 1 0 16 0 41 0 36 0 18 0 23 0 11 0 5 0 13 0 49 0 2 0.17 0.17 0.47 0.18 0.32 0.28 0.29 0.38 0.21 0.2]^T.

B. 第二个案例研究 – 设计参数 使用第 2.3 节的算法进行优化时采用的设计向量：1. x

$_4^{(0)}$ = [42 0 27 4 88 0 27 0 37 0 44 0 34 0 27 0 26 0 36 0 41 0 26 0 36 0 45 0 32 0 23 0 23 0 37 0 43 .0.48 0 35 0 36 0 35 0 39 0 44 0 52 0 46 0 37 0 27 0 0 26 0 07 0 36 0 42 0 53 0 3 0 03 0 15 0 1 0 02 0 18 0 48 0.08 0.14 0.36 0.36 0.39 0.34 0.26 0.15 0.23 0.26 0.35]^T; 2. x

$_5^{(0)}$ = [35 99 0 36 1 94 0 13 0 25 0 37 0 45 0 49 0 43 0 39 0 34 0 37 0 43 0 41 0 33 0 35 0 38 0 33 0 4 .0.36 0 48 0 47 0 47 0 51 0 48 0 49 0 37 0 25 0 13 0 0 13 0 19 0 25 0 20 0 27 0 33 0 34 0 33 0 32 0 15 0 35 0.3 0.34 0.24 0.19 0.27 0.27 0.25 0.28 0.13 0.12 0.16 0.52]^T; 3. x

$_6^{(0)}$ = [37 64 0 31 1 58 0 57 0 5 0 53 0 58 0 48 0 37 0 34 0 37 0 34 0 31 0 28 0 42 0 34 0 27 0 3 0 43 .0.31 0 34 0 38 0 35 0 22 0 09 0 13 0 25 0 37 0 57 0 0 19 0 25 0 19 0 14 0 15 0 41 0 34 0 38 0 41 0 29 0 1 0.44 0.43 0.09 0.18 0.36 0.22 0.03 0.28 0.87 0.15 0.06 0.03]^T。使用第 2.5 节框架得到的优化向量：1. x

$_{f.4}^*$ =[42 37 0 25 4 77 0 29 0 38 0 45 0 37 0 28 0 27 0 37 0 45 0 27 0 35 0 42 0 34 0 23 0 25 0 38 0 45 .0.43 0 44 0 35 0 33 0 44 0 49 0 55 0 48 0 39 0 29 0 0 27 0 08 0 38 0 42 0 52 0 28 0 06 0 17 0 14 0 05 0 16 0.44 0.08 0.13 0.34 0.34 0.37 0.32 0.26 0.19 0.25 0.25 0.33]^T; 2. x

$_{f.5}^*$ = [35 89 0 36 2 09 0 16 0 26 0 4 0 45 0 48 0 51 0 42 0 32 0 39 0 39 0 37 0 4 0 41 0 35 0 33 0 36 .0.35 0 44 0 45 0 46 0 48 0 47 0 49 0 37 0 26 0 16 0 0 15 0 22 0 26 0 21 0 26 0 3 0 33 0 33 0 31 0 16 0 33 0.3 0.34 0.25 0.2 0.26 0.25 0.25 0.26 0.13 0.11 0.17 0.51]^T; 3. x

$_{f.6}^*$ = [37 71 0 34 1 82 0 53 0 53 0 54 0 56 0 49 0 4 0 32 0 37 0 41 0 36 0 3 0 38 0 31 0 29 0 33 0 5 0 38 .0.45 0 46 0 36 0 22 0 17 0 13 0 25 0 39 0 52 0 02 0 18 0 25 0 17 0 14 0 17 0 39 0 33 0 38 0 39 0 29 0 13 0 31 0.45 0.13 0.21 0.39 0.21 0.05 0.28 0.77 0.18 0.09 0.06]^T。

参考文献

[1] G.V. Vinod和V.V. Khairnar，“利用透射编码超表面的圆极化特性可重构方向图天线”，AEU – 国际电子与通信期刊，第155795号文章，2025年。[2] F. Karami、H. Boutayeb和L. Talbi，“面向物联网应用的定向毫米波端射双工天线”，IEEE物联网期刊，第10卷，第22期，第19874-19882页，2023年。[3] D. Das、R. Jana、R.K. Gangwar和S. Maithani，“具有全向可切换方向图的多功能介质谐振器天线”，AEU – 国际电子与通信期刊，第194卷，第155750号文章，2025年。[4] I. Tzouras和S. Koulouridis，“面向5G毫米波应用的高增益宽带宽双层优化超材料天线”，AEU – 国际电子与通信期刊，第187卷，第155545号文章，2024年。[5] C. Li、Y. Duan、B. Du和X. Tao，“用于5G SAGOI物联网应用、带寄生元件的可调介质谐振器天线”，IEEE物联网期刊，第10卷，第11期，第9262-9272页，2023年。

[6] M.S. Bizan、P.P. Mohammadi、A. Iqbal和T.A. Denidni，“面向Sub-6 GHz和毫米波应用、频率独立工作的高增益双频天线”，AEU – 国际电子与通信期刊，第193卷，第155743号文章，2025年。[7] K. Celik，“一种新型非对称对踵维瓦尔第MIMO天线”，AEU – 国际电子与通信期刊，第187卷，第15529号文章，2024年。[8] Z. Cai、Y. Zhou、Y. Qi、W. Zhuang和L. Deng，“一种面向物联网智能停车雷达系统的毫米波双透镜天线”，IEEE物联网期刊，第8卷，第1期，第418-427页，2021年。[9] M. Ghassemi、M. Bakr和N. Sangary，“利用基于伴随灵敏度的几何演化进行天线设计”，IET微波、天线与传播，第7卷，第4期，第268–276页，2013年。[10] A. Bekasiewicz、S. Koziel、P. Plotka和K. Zwolski，“采用嵌套信赖域算法对通用单极子天线进行电磁驱动多目标优化”，应用科学，第11卷，第9期，第3958号文章，2021年。[11] G. Singh和U. Singh，“基于差分进化和NMR算法的新型混合优化技术设计三陷波超宽带天线”，《专家系统与应用》，第184卷，第115299号文章，2021年。[12] T.A. Milligan，《现代天线设计》，2nd 版，John Wiley & Sons，霍博肯，2005年。[13] C.A Balanis，《天线理论、分析与设计》，4th 版，John Wiley & Sons，霍博肯，2016年。[14] M. Bod、H.R. Hassani和M.M.S Taheri，“带额外蓝牙、GSM和GPS频段的紧凑型超宽带印刷缝隙天线”，IEEE天线与无线传播快报，第11卷，第531-534页，2012年。[15] N. Chahat、M. Zhadobov、R. Sauleau和K. Ito，“一种用于体表应用的紧凑型超宽带天线”，IEEE天线与传播汇刊，第59卷，第4期，第1123-1131页，2011年。[16] H. Yang等，“采用向下和向上弯曲臂缩减双极化四折合偶极子天线的口径”，IEEE天线与无线传播快报，第22卷，第3期，第645-649页，2023年。[17] S. Shi、W. Che、W. Yang和Q. Xue，“基于信号干涉馈电、带宽增强的微型化贴片天线”，IEEE天线与无线传播快报，第14卷，第281-284页，2014年。[18] Y.-F. Liu、P. Wang和H. Qin，“带额外蓝牙频段的紧凑型ACS馈电超宽带单极子天线”，《电子快报》，第50卷，第18期，第1263-1264页，2014年。[19] S. Koziel和A. Bekasiewicz，“通过多目标优化全面比较紧凑型超宽带天线性能”，IEEE天线与传播汇刊，第65卷，第7期，第3427-3436页，2017年。[20] M. Ding、R. Jin、J. Geng、Q. Wu和G. Yang，“利用二维遗传算法和时域有限差分混合模型自动设计陷波超宽带天线”，《电子快报》，第44卷，第4期，第257-258页，2008年。[21] T.-V. Son、Y. Yang、K.-Y. Lee和K.C. Hwang，“宽带圆极化像素化介质谐振器天线”，《传感器》，第16卷，第9期，第1349号文章，2016年。[22] C. Li、S. Xu、F. Yang和M. Li，“利用遗传算法设计和优化带像素贴片单元的机械可重构反射阵天线”，IEEE微波理论与技术学会国际无线研讨会，第1-3页，中国广州，2019年。[23] J.P. Jacobs，“利用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，第20卷，第12期，第2417-2421页，2021年。[24] G.-B. Wu、Y.-S. Zeng、K.F. Chan、B.-J. Chen、S.-W. Qu和C.H. Chan，“面向毫米波应用的高增益滤波反射阵天线”，IEEE天线与传播汇刊，第68卷，第2期，第805-812页，2020年。[25] J.I. Toivanen、R.A.E. Makinen、J. Rahola、S. Jarvenpa和P. Yla-Oijala，“采用样条参数化的超宽带天线的基于梯度的形状优化”，IET微波、天线与传播，第4卷，第9期，第1406-1414页，2010年。[26] E.B. Whiting、S.D. Campbell、G. Mackertich-Sengerdy和D.H. Werner，“介质谐振器天线与几何结构相关的性能权衡”，IEEE开放获取天线与传播期刊，第2卷，第14-21页，2021年。[27] L. Lizzi、F. Viani、R. Azaro和A. Massa，“采用粒子群优化样条形超宽带天线”，IEEE天线与无线传播快报，第6卷，第182-185页，2007年。[28] H. Clark、N.S. Jeong和S. Kim，“利用混合粒子群优化算法增强贴片天线性能”，IEEE国际天线与传播研讨会及USNC-URSI无线电科学会议，第1931-1932页，美国亚特兰大，2019年。[29] A. Bekasiewicz、K. Askaripour、M. Dzwonkowski、T. Dhaene和I. Couckuyt，“利用变保真度模型开发拓扑无关平面天线的特征辅助策略”，《计算科学杂志》，第85卷，第102521号文章，2025年。[30] D.S. Weile和E. Michielssen，“遗传算法在电磁学优化中的应用：综述”，IEEE天线与传播汇刊，第45卷第3期，第343-353页，1997年。[31] S. Koziel和A. Bekasiewicz，《利用代理模型进行天线多目标设计》，World Scientific，2016年。[32] S. Koziel和S. Ogurtsov，“利用变保真度仿真和代理模型进行天线多目标设计”，IEEE天线与传播汇刊，第61卷，第12期，第5931-5939页，2013年。[33] S. Koziel和A. Pietrenko-Dabrowska，“基于性能的嵌套代理建模：天线输入特性”，IEEE天线与传播汇刊，第67卷，第5期，第2904-2912页，2019年。[34] A. Conn、N.I.M. Gould和P.L. Toint，《信赖域方法》，MPS-SIAM优化系列，费城，2000年。[35] A. Bekasiewicz和S. Koziel，“增强带宽的混合正交贴片耦合器：新型结构与设计”，《微波与光学技术快报》，第60卷，第12期，第3073-3076页，2018年。[36] J. Alnas、G. Giddings和N. Jeong，“利用动态混合二进制粒子群优化提升倒F天线带宽”，应用科学，第11卷，第2559号文章，2021年。[37] A. Bekasiewicz和S. Koziel，“在高维参数空间中针对多个性能指标对天线进行可靠的多阶段优化”，IEEE天线与无线传播快报，第18卷，第7期，第1522-1526页，2019年。[38] S. Koziel和X.S. Yang（编），《计算优化：方法与算法》，Springer-Verlag，2011年。[39] S. Koziel、S. Ogurtsov，“利用变保真度电磁仿真，对天线进行高效代理模型优化的模型管理”，IET微波、天线与传播，第6卷，第15期，第1643-1650页，2012年。[40] O. Bretscher，《线性代数及其应用》，3rd 版，Prentice Hall，新泽西州上萨德尔河，1995年。[41] F. Feng、W.C. Na、W. Liu、SX. Yan、L. Zhu和Q.J. Zhang，“利用基于伴随灵敏度的神经传递函数代理模型，对微波元件进行并行梯度电磁优化”，IEEE微波理论与技术汇刊，第68卷，第9期，第3606-3620页，2020年。[42] R. Mathur，《有限差分导数步长计算的解析方法》，博士论文，德克萨斯大学，奥斯汀，2012年。[43] CST Microwave Studio，2019版，达索系统，法国维利济-维拉库布莱Cedex Marcel Dassault街10号，CS 40501，2019年。[44] S. Koziel和S. Ogurtsov，《仿真驱动优化的天线设计》，Springer，纽约，2014年。[45] A. Bekasiewicz和V. Waladi，“利用复Morlet小波自动校正非消声天线测量结果”，IEEE天线与无线传播快报，2024年。[46] A.E. Eiben和J.E. Smith，《进化计算导论》，2nd 版，自然计算系列，Springer，2015年。[47] S. Koziel和A. Bekasiewicz，“用于紧凑型微波元件加速统计分析和成品率估计的变保真度响应特征代理模型”，IET微波、天线与传播，第13卷，第14期，第2539-2543页，2019年。[48] S. Koziel和J. W. Bandler，“利用基于特征的统计分析快速估计并优化微波结构的成品率”，IEEE微波理论与技术汇刊，第63卷，第1期，第107-114页，2015年。

[49] R. Biernacki、S. Chen、G. Estep、J. Rousset 和 J. Sifri，《实用射频与微波设计中的统计分析与良率优化》，IEEE/MTT-S 国际微波研讨会文摘，蒙特利尔，2012年。[50] Z.X. Yang、H.C. Yang、J.S. Hong 和 Y. Li，《接地板上带阶梯槽的极化可重构贴片天线的带宽增强》，IEEE 天线与无线传播快报，第13卷，第579–582页，2014年。[51] A.D. Boursianis、S.K. Goudos、N.V. Kantartzis 和 S. Koulouridis，《采用帝王蝶优化算法的车对车通信系统贴片天线设计》，IEEE 国际天线技术研讨会，第239–241页，2019年。[52] A. Das、M.N. Mohanty、L.P. Mishra 和 L. Padma Suresh，《混合T形槽贴片天线的基于进化算法的优化》，国际软计算系统会议，第1卷，第23–31页，2015年。[53] A.A. Palsokar 和 S.L. Lahudkar，《采用单个PIN二极管的频率与方向图可重构矩形贴片天线》，AEU 国际电子与通信期刊，第125卷，文章编号153370，2020年。[54] N.L. Nhlengethwa 和 P. Kumar，《适用于双频和三频无线应用的分形微带贴片天线》，《国际智能传感器与智能系统期刊》，第14卷，第1期，第1–9页，2021年。[55] Y. Jia、Y. Liu 和 S. Gong，《槽耦合宽带贴片天线》，《电子快报》，第51卷，第6期，第445–447页，2015年。[56] T. Parveen、Q. Khan、D. Fazal、U. Ali 和 N. Akhtar，《三频圆形贴片天线的设计与分析》，AEU 国际电子与通信期刊，第112卷，文章编号152960，2019年。[57] D. Coppens、A. Shahid、S. Lemey、B. Van Herbruggen、C. Marshall 和 E. De Poorter，《超宽带标准与组织概述（IEEE 802.15.4、FiRa、苹果公司）：互操作性方面与未来研究方向》，IEEE Access，第10卷，第70219–70241页，2022年。[58] F. Zafari、A. Gkelias 和 K.K. Leung，《室内定位系统与技术综述》，IEEE 通信调查与教程，第21卷，第3期，第2568–2599页，2019年。[59] Sewio Networks s.r.o.，JIC INMEC，Purkynova 649/127，612 00 布尔诺，捷克。[60] A. Benoni、F. Capra、M. Salucci 和 A. Massa，《迈向真实室内智能电磁环境——大规模实验演示》，IEEE 天线与传播汇刊，第71卷，第11期，第8450–8463页，2023年。[61] L. Zhu、Q. Zhao、Y. Feng、D. Yu、J. Zhang 和 J. Hong，《一种具有核函数和学习函数双重自适应选择的新型多保真度建模方法——在星载可展开天线中的应用》，《专家系统与应用》，第267卷，文章编号126193，2025年。[62] J. Olencki、V. Waladi、A. Bekasiewicz 和 L. Leifsson，《用于天线性能指标远场非消声室测量的低成本系统》，IEEE Access，第11卷，第39165–39175页，2023年。