arXiv:2603.08029v1 [physics.app-ph] 9 Mar 2026

损耗优化可重构非局部超表面辅助腔体天线

Minwoo Cho、Jeong-Hae Lee 和 Minseok Kim*电子与电气工程学院，弘益大学，韩国首尔市麻浦区卧牛山路 94 号，邮编 121-791*minseok.kim@hongik.ac.kr

摘要—**本文介绍了一种可重构腔体激励非局部超表面天线的设计与实验验证，该天线能够实现宽角动态波束扫描。该天线采用基于体积—表面积分方程（VSIE）的框架进行综合，该框架能够严格描述超表面单元之间的非局域互耦。为确保物理一致性，综合过程中直接纳入了对可调谐单元进行数值表征得到的电阻—电抗（R–X）关系，从而在最大限度降低欧姆损耗的同时实现精确的远场综合。该方法应用于一款 10 GHz腔体馈电超表面天线，该天线由 24 个独立控制的变容二极管加载单元组成。数值仿真结果和近场测量结果表明，该天线可从正侧向稳定地进行最高达 $\pm 40^\circ$ 的波束扫描，且测得的辐射方向图与仿真结果高度吻合。这些结果证实，所提出的框架能够有效实现紧凑型可重构腔体激励超表面天线。**

I. 引言

超表面是由亚波长单元阵列构成的人造薄膜结构，旨在任意重塑散射电磁（EM）波。其宏观响应通常通过将阵列表征为均匀化的无穷薄界面来描述，并以有效表面参数（例如极化率和阻抗）为特征；这些参数通过广义片层跃迁条件（GSTCs）与周围场建立严格联系 [1]。基于这一框架，人们已经实现了各种波变换技术，包括异常反射/折射和极化控制 [2]。

然而，迄今为止，大多数传统超表面都仅从严格局部的角度采用 GSTCs，这在本质上限制了其功能范围。在这种视角下，假设每个单元仅独立响应其所在位置处的场。当考虑不一定满足局部功率守恒条件的任意场变换时，这一局部假设的有效性便受到质疑（例如，将导模转换为平面波 [3]）。解决由此产生的局部功率失配，需要在整个表面上进行功率重新分配——这一功能依赖于单元之间的互耦，因此从定义上说属于非局部过程。

目前已有多种综合框架用于捕捉这些非局域过程。一种方法借助微波网络理论，利用商用求解器数值提取各组成单元的格林函数。尽管该方法严谨，但随着结构电尺寸增大，计算开销将变得难以承受。另一种方法则提出了更具分析性的设计框架，通过体积分方程（VSIE）公式纳入互耦。在此方法中，超表面被建模为由阻抗条带构成的阵列，用以表征均匀化后的单元。随后，通过矩量法（MoM）求解 VSIE，对所需的表面阻抗值进行优化，并将其映射到物理单元 [4]。尽管该框架能够实现高效设计，但其应用大多局限于理想化的无源无损超表面。这一限制源于单元几何结构只有在综合完成后才确定；因此，在优化过程中，单元电阻与电抗之间的内在关联仍然未知。尽管如此，近期文献 [5] 报道了一种基于 VSIE 的可重构智能表面（RIS）综合方法，可直接纳入可调谐单元的损耗特性 [5]。在该研究中，预先定义单元几何结构，以确定单元的电阻-电抗（R-X）关系，并在优化过程中将其作为约束条件。尽管这标志着面向损耗感知综合的重要进展，但其应用仍主要集中于自由空间波变换。此外，基于 MoM 的优化具有迭代特性，仍面临挑战，因为它需要反复求逆大型矩阵，导致计算成本高昂。

我们此前的工作将挡板的理念与基于 VSIE 的公式相结合，解决了其中一些挑战 [6]。该方法不仅显著降低了电大尺寸结构相关的计算成本，还提供了一种直接将腔体内部模式转换为所需辐射方向图的途径，从而有助于设计高度紧凑的波束形成平台。然而，该方法仍局限于无源无损设计，未将可调元件的物理损耗纳入考量。

在此基础上，本工作发展了一种专门面向腔体馈电超表面的综合框架，明确计入可调元件的耗散效应。在采用与近期 RIS 设计 [5],所报道的类似策略——即在基于 VSIE 的综合之前预先定义物理单元——的同时，所提出的方法的独特之处在于其聚焦于腔体激励架构内的动态波变换，其中辐射来自内部模式的空间变化的泄漏。通过将物理 R–X 相关性直接纳入 VSIE 公式，对偏置电压分布进行优化，以联合控制辐射方向图与欧姆耗散。所提出的

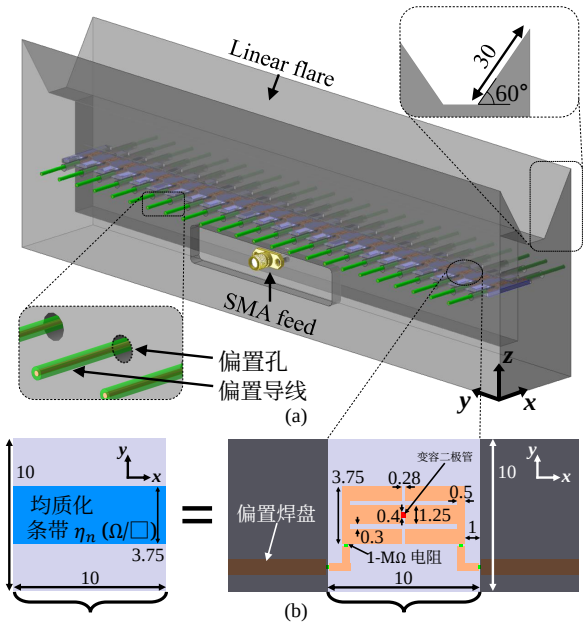

图1. (a) 所提出的可调腔体激励超表面天线的三维视图，工作于10 GHz（$\lambda_0 \approx 30$ 毫米），由24个变容二极管加载单元组成，每个单元均连接独立的偏置线，以实现独立电压控制。(b) 简化数值模型，其中物理单元由表面阻抗为 η_n的阻抗条带表示。所有尺寸均以毫米（mm）为单位。

方法通过制作的原型的全波仿真与近场测量结果加以验证，展示了偏离侧射方向高达 $\pm 40°$ 的动态波束扫描。

II. 所提架构与单元表征

图1(a)展示了所提出的腔体天线，其辐射孔径采用非局域可调超表面。“非局域”体现了这样的设计目标：利用单元间互耦，高效地将腔体内部模式转换为预定的辐射方向图。系统由同轴SMA馈电发射的 x极化TE波在10 GHz（$\lambda_0 \approx 30$ 毫米）下激励，从而建立腔体模式。超表面转换该内部场后，周围的线性喇叭口将产生的辐射引导出去，以增强方向性。

该超表面包含 24 个可调谐单元，每个单元均集成了来自 MACOM 的变容二极管（MAVR-011020-14110），其可变电容范围为 0.25–0.04 pF。这些单元以 $\lambda_0/3$的周期排列，总孔径长度为 $8\lambda_0$。详细的物理几何结构见图 1(b)。直流偏置通过焊接在专用偏置焊盘上的导线提供，并经由腔体壁上直径为 3 mm 的孔引出。偏置焊盘有意偏离单元中心，以减轻场泄漏，并加入 1 MΩ 片式电阻，以进一步抑制射频干扰。

为通过 VSIE 高效合成天线，单元被建模为均匀化阻抗条带，如图1(b)所示。每条条带的宽度为 $w = 3.75$ mm，与物理单元的宽度相同，并由复

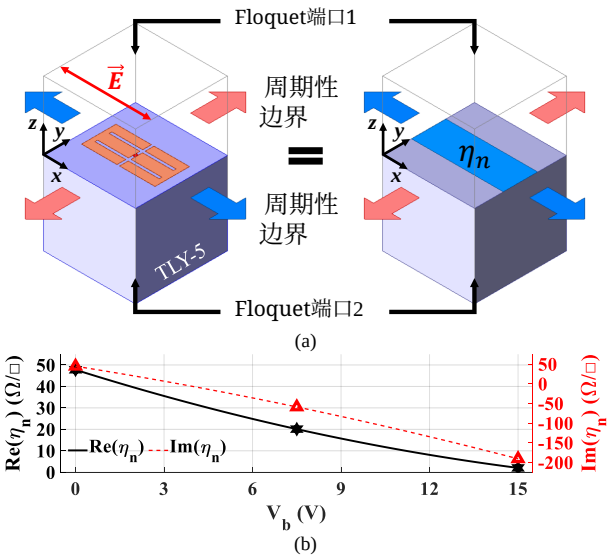

图 2. (a) 用于将加载变容二极管的物理单元匹配到均匀化复阻抗条带 η_n的周期性边界设置。(b) 通过二阶多项式插值得到的 η_n 随$\mathbf{V}_\mathrm{b}$ 变化的映射关系。

表面阻抗 $\eta_n = r_n + jx_n$ [Ω/□] 表征。物理单元与均匀化模型之间的关系通过图2(a)所示的匹配过程建立。具体而言，首先在 ANSYS HFSS 中对处于特定偏置电压（V_b）下的物理单元进行周期边界条件仿真，并提取相应的传输阻抗 Z_{12}^{phys}；该阻抗定义为在 Floquet端口2施加单位电流激励时，在 Floquet端口1感应到的电压。在相同设置下，通过改变条带电阻 r_n 和电抗 x_n，计算阻抗条带的传输阻抗 Z_{12}^{strip}。随后，通过使 Z_{12}^{phys} 与 Z_{12}^{strip} 匹配，将偏置电压和 η_n 建立映射，从而确保均匀化模型能够准确捕捉预定义物理结构的散射响应。该匹配在 0、7.5 和 15 V 这几个离散偏置电压下进行，之后采用二阶多项式插值，将 η_n 定义为 V_b 的连续函数。所得插值及其相应拟合结果如图 2(b)所示，并以式(1)表示。

$$\mathrm{Re}\left(\eta_n\left(V_b\right)\right) = 0.0852V_b^2 - 4.3267V_b + 47.76 \tag{1a}$$
$$\mathrm{Im}\left(\eta_n\left(V_b\right)\right) = -0.2516V_b^2 - 11.9133V_b + 44.50 \tag{1b}$$

III. 基于 VSIE 的设计框架

在式 (1) 中建立电压-阻抗映射后，使用基于 VSIE 的公式确定将腔体模式转换为指定辐射方向图所需的偏置电压。该框架能够精确捕捉互耦效应，其首先将总场与天线结构中的感应电流联系起来。具体而言，将沿

超表面、腔体壁和基板的感应电流分别表示为 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{c}}$、 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{d}}$ 和 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{v}}$，则总场可表示为，

$$\begin{bmatrix} E_t(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{c}}) \\ E_t(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{d}}) \\ E_t(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{v}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_n(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{c}}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{v}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{c}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{d}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{v}} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

其中， $\boldsymbol{\rho}_k (k \in \{\mathrm{c},\ \mathrm{d},\ \mathrm{v}\})$ 表示观测位置， $P(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{v}}) = [j\omega(\epsilon_r - 1)\epsilon_0]^{-1}$ 为体极化系数，其中 $\epsilon_r = 2.2$ 适用于 TLY-5 基板。

式 (2) 表明，只要定义总场和带状结构的表面阻抗，就可以解析地确定未知电流。由于后者已通过第二节中的电压-阻抗映射确定，问题便简化为确定总场。该场由入射分量和散射分量组成，其中前者定义为由同轴SMA馈电激励的柱面波。散射场则表示为：

$$\begin{bmatrix} E_s^{\mathrm{c}} \\ E_s^{\mathrm{d}} \\ E_s^{\mathrm{v}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\mathrm{cc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{cd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{cv}} \\ \mathbf{G}_{\mathrm{dc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{dd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{dv}} \\ \mathbf{G}_{\mathrm{vc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{vd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{vv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{c}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{d}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{v}} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

其中， $\mathbf{G}_{pq}$ 的各项使用二维自由空间格林函数，结合脉冲基函数和点匹配进行计算。奇异自项采用基于小参数近似的标准正则化方法处理 [6]。

将式 (3) 代入式 (2)，即可得到未知电流的解：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\mathrm{c}} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{d}} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{v}} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \eta_n(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{c}}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P(\boldsymbol{\rho}_{\mathrm{v}}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\mathrm{cc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{cd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{cv}} \\ \mathbf{G}_{\mathrm{dc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{dd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{dv}} \\ \mathbf{G}_{\mathrm{vc}} & \mathbf{G}_{\mathrm{vd}} & \mathbf{G}_{\mathrm{vv}} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} E_i^{\mathrm{c}} \\ E_i^{\mathrm{d}} \\ E_i^{\mathrm{v}} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

如式 (4) 所示，电流可表示为表面阻抗 η_n 的函数，而根据式 (1) 中的映射关系，表面阻抗又取决于偏置电压 V_{b}。将 V_{b} 视为设计变量，可对电流分布进行优化，以：(i) 最小化欧姆损耗，同时 (ii) 使远场辐射与预设方向图相匹配。具体而言，根据欧姆定律，总欧姆损耗可估算为

$$P_{\mathrm{ohmic}}^{\mathrm{VSIE}} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_{\mathrm{strip}}} \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{seg}}} r_n \left| I_{c,(n,m)} \right|^2 \Delta_{\mathrm{c}}, \tag{5}$$

其中， $N_{\mathrm{strip}} = 24$ 为阻抗条带的数量， $N_{\mathrm{seg}} = 5$ 为每条阻抗条带上的分段数量， $\Delta_{\mathrm{c}} = 0.75$ mm 表示分段宽度。具体而言， $I_{c,\ (n,m)}$ 表示第 n 条阻抗条带内第 m 个分段的感应电流系数。该分段电流作为式 (4) 中未知电流向量 $\mathbf{I}_{\mathrm{c}}$ 的一部分确定，其中每条阻抗条带均离散为 N_{seg} 个脉冲基函数，以准确捕捉沿超表面的电流分布。另一方面，电流与所产生的远场方向图之间的关系定义为：

$$\mathbf{E}_t^{\mathrm{ff}}(\theta) = \mathbf{E}_i^{\mathrm{ff}}(\theta) + \mathbf{G}^{\mathrm{ff}}(\theta)\mathbf{I}, \tag{6}$$

其中， $\mathbf{E}_i^{\mathrm{ff}}(\theta)$ 和 $\mathbf{G}^{\mathrm{ff}}(\theta)$ 分别表示入射远场和远场格林函数矩阵 [6]。

基于公式（5）和公式（6）中的表达式，采用粒子群优化（PSO）寻找偏置电压的最优集合（V_{b}），以同时最小化欧姆损耗和与期望辐射方向图之间的偏差。通过直接优化 V_{b}，利用公式（1）中的映射关系，即可唯一确定每个单元的电阻（r_n）和电抗（x_n）。该方法确保优化过程中使用的阻抗值与预定义的物理结构保持一致，从而有效地将复杂的损耗特性纳入综合框架。下一节将通过数值和实验结果展示所提出设计框架的可行性。

IV. 数值与实验验证

为验证第三节提出的基于 VSIE 的设计框架，本文对由24个单元组成的原型进行了研究。首先使用 ANSYS HFSS 对该原型进行数值分析，其中每个单元中集成的变容二极管均建模为集总RLC边界，如图1所示。按照第三节所述的流程优化偏置电压，将腔体模式转换为扫描角为 $0°$、 $\pm10°$、 $\pm20°$、$\pm30°$和 $\pm40°$的定向波束。随后，利用式（1）将优化后的偏置电压映射为各单元对应的电阻和电抗值，并将这些参数编码到RLC边界模型中。此外，在腔体中心放置了一个SMA连接器，其金属引脚距腔壁 $\lambda_0/4$，以最大限度地降低输入反射。

图 3(a) 中的实线描绘了仿真的波束扫描性能。计算了实现增益，结果清楚地表明，辐射场被引导至预设角度范围 $-40°$ 至 $+40°$。此外，表 I 对比了 VSIE 公式预测的辐射效率与 ANSYS HFSS 仿真结果。两组结果高度吻合，证实了基于 VSIE 的预测准确，并进一步验证了所提出的设计框架。

为从实验上证实这些研究结果，制作了该原型，其装配过程如图4所示。超表面层采用标准PCB制造工艺制造，而腔体结构则通过数控加工实现，以确保机械稳健性与尺寸精度。辐射测量采用图5所示的近场测量装置进行，测得的近场数据随后被转换为远场辐射方向图。测得的远场结果与全波仿真结果在图3(a)中叠加显示，

表 I 辐射效率对比（VSIE 与 HFSS）

扫描角度	$0°$	$10°$	$20°$	$30°$	$40°$	平均值
$\mathrm{e}_{\mathrm{rad}}^{\mathrm{VSIE}}$	0.73	0.55	0.66	0.63	0.64	0.64
$\mathrm{e}_{\mathrm{rad}}^{\mathrm{HFSS}}$	0.68	0.61	0.63	0.65	0.62	0.63

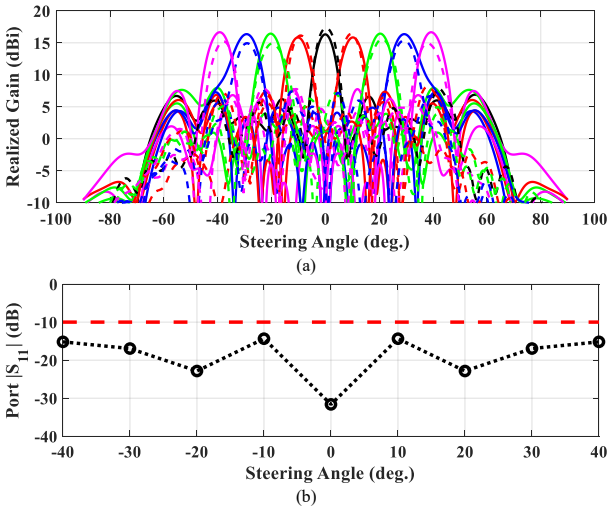

图 3. (a) HFSS 仿真结果（实线）与近场测量结果（虚线）的对比。(b) 所有扫描角下测得的输入反射系数，满足 $|S_{11}| < -10$ dB。

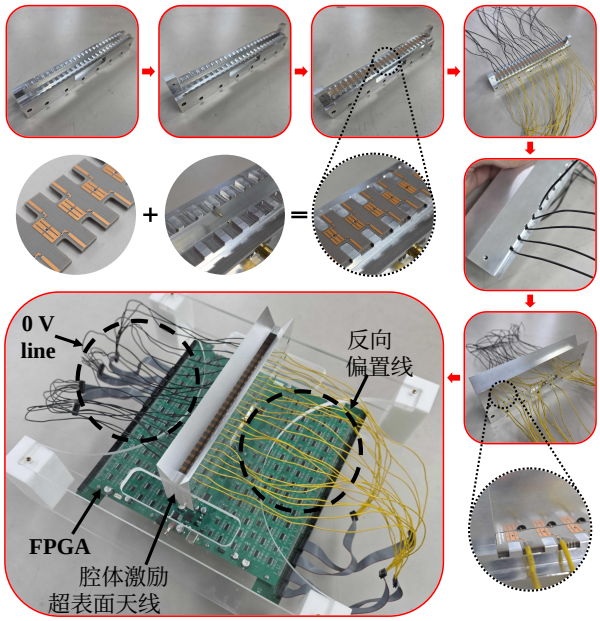

图 4. 腔体激励超表面天线的制造与组装流程，包括铝腔体的数控加工、变容二极管加载超表面的 PCB 制造，以及将其逐步组装成原型。

其中虚线曲线表示实验数据。在从 $-40°$ 到 $+40°$的整个扫描范围内，测量结果与仿真结果之间均观察到良好的一致性。此外，图3(b)给出了所有扫描角下测得的输入反射系数（S_{11}），表明该天线在整个扫描范围内均保持良好匹配，达到 $|S_{11}| < -10$ dB。总体而言，实验测量结果与数值预测之间的高度一致性证实，所提出的基于VSIE的优化框架即使应用于实际的、物理上复杂的实现，也兼具稳健性与准确性。

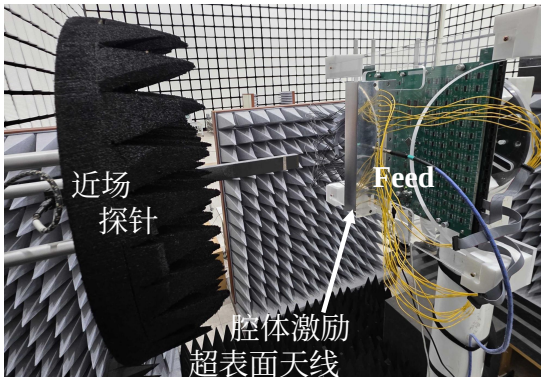

图 5. 近场测量装置。

V. 结论

本研究建立了一种用于可重构腔体激励超表面天线的设计方法，并通过数值与实验验证对其进行了验证。所提出的方法采用基于 VSIE 的综合框架，严格考虑单元之间的非局域互耦，同时满足可调元件经数值表征的电阻–电抗（R–X）约束。通过在该框架中直接优化偏置电压分布，该方法能够系统地控制辐射方向图，同时尽量降低欧姆损耗。该框架专为封闭的腔体馈电环境设计，在此类环境中，辐射源于腔体模态随空间变化的泄漏；它为在紧凑外形中实现宽角度波束扫描提供了切实可行的途径。

致谢

本研究得到了韩国政府（MSIT）资助的韩国国家研究基金会（NRF）项目支持（RS-2024-00341191 和 RS-2024-00343372）。

参考文献

[1] M. M. Idemen，电磁场中的不连续性。John Wiley & Sons, Ltd，2011年，第1–240页。[2] V. G. Ataloglou、M. Chen、M. Kim 和 G. V. Eleftheriades，“微波惠更斯超表面：基础与应用”，*IEEE Journal of Microwaves*，第1卷，第1期，第374–388页，2021年。 [在线]。获取地址：https://ieeexplore.ieee.org/document/9518763

[3] M. Kim 和 G. V. Eleftheriades，“用于动态辐射波束整形且可独立控制增益与扫描角的导波激励二元惠更斯超表面”，*Physical Review Applied*，第15卷，第5期，文章号054037，2021年5月。 [在线]。获取地址：https: //link.aps.org/doi/10 1103 15 054037 . /PhysRevApplied. .

[4] J. Budhu 和 A. Grbic，“完美反射超表面反射阵：通过均匀化对不同单元间互耦进行建模”，*IEEE*天线与传播汇刊，第69卷，第1期，第122–134页，2021年。[5] V. G. Ataloglou 和 G. V. Eleftheriades，“具有表面波辅助波束成形能力的可重构智能表面”，*IEEE*天线与传播汇刊，第73卷，第8期，第5346–5359页，2025年。[6] M. Kim，“结合积分方程与挡板实现全空间波束扫描的腔体激励阻抗表面”，*Physical Review Applied*，第23卷，第2期，文章号024011，2025年2月。