通过表面波传播实现高效毫米波功率传输的超表面胶带

Phuc Toan Dang，[1] Kota Suzuki，[1] Yoshiki Ashikaga，[2] Yasushi Tsuchiya，[2] Sendy Phang，[3] 以及 Hiroki Wakatsuchi[1]1)名古屋工业大学工程研究科工程系，日本爱知县名古屋市昭和区御器所町，邮编466-85552)寺冈制作所，东京都品川区广町1-4-22，邮编140-87113)乔治·格林电磁学研究所，诺丁汉大学工程学院，大学公园，英国诺丁汉 NG72RD

（*电子邮箱：wakatsuchi.hiroki@nitech.ac.jp。）

（日期：2026年3月13日）

毫米波技术对于未来高速无线通信至关重要。然而，仍存在一项根本性挑战：严重的自由空间路径损耗，其功率密度随距离 r 的平方成反比而降低，即呈球面衰减（ $\propto r^{-2}$ ）。为克服这一限制，我们提出了一种柔性超表面胶带，旨在将电磁能量引导为表面波。与传统的自由空间传播不同，这种设计的超表面将场限制在亚波长界面上，从而将功率衰减规律改为圆形衰减（即 $\propto r^{-1}$ ）。我们首次通过数值仿真和实验演示了这一概念：采用在柔性基底上制备、工作频率约为 100 GHz 的周期性接地贴片阵列。测量结果表明，与我们测量几何布局中的自由空间基准相比，超表面胶带显著提高了发射功率，使接收功率的平均提升率约为每米 40（例如，在 2 m 处提升 29 dB）。这一提升覆盖 95 GHz 至 105 GHz 的宽带范围（约 10%），可支持高速率应用所需的宽带调制方案。胶带柔韧轻便，可轻松安装在各种表面上。我们的演示表明，超表面胶带有望成为扩展毫米波系统有效覆盖范围的平台，从而为解决下一代无线网络中的路径损耗瓶颈提供可靠方案。

arXiv:2603.11579v1 [physics.app-ph] 12 Mar 2026

超表面（MSs）是超材料的平面类比物[1–4]，由超薄的亚波长谐振单元排列而成。[5–7] 凭借低剖面、轻质以及与制造工艺兼容等优势，超表面已成为实用平台，可在从微波到可见光谱的宽广频谱范围内开展电磁波工程。[6,8,9]通过调整构成谐振器的几何形状和取向，超表面能够实现经过空间设计的边界条件，从而确定性地控制波的行为，包括反射/透射特性以及局部相位、振幅、偏振态和有效阻抗。早期研究主要侧重于自由空间波前调控，[6,9] 而近年来的进展则日益聚焦于导模控制，以及束缚表面波与辐射场之间的工程化耦合。[10–13]由于表面波紧密束缚于界面，且离开界面后迅速衰减，经过精心设计的超表面可提供多种方法，引导、聚焦并沿其表面传输能量。[14–17] 这些特性对于无线通信和无线功率传输（WPT）尤具吸引力，因为超表面辅助的传播信道能够提高传输效率并扩大工作范围。[18,19]

依赖自由空间传播的传统无线功率传输（WPT）存在一项核心局限：空间能量扩散。各向同性辐射器发出的功率流密度会随球面表面积增大而降低，其变化规律为 $P/(4\pi r^2)$,[20] 其中 P 和 r 分别表示辐射功率和到观测点的距离（见图 1a）。此外，Friis 传输方程表明，路径损耗会随着载波频率升高而愈发严重

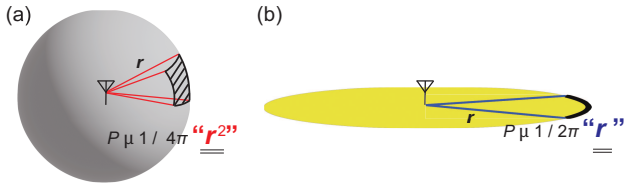


图 1. 能量扩散。（a）传统自由空间传播方法。（b）提出的表面波传播方法。

。相比之下，超材料表面（MS）可以将辐射能量重新导入表面波通道，从而将能量限制在界面上；在理想的无损场景中，功率分布于圆形周界上，其变化规律较缓，为 $P/(2\pi r)$（图 1b）。这种扩散减弱的特性表明，只要妥善控制耗散损耗和辐射损耗，就有望提高远距离功率传输效率。尤其是，这种表面波导引超表面为在下一代无线通信中维持强衰减毫米波信号的能量提供了有力方案。与在刚性印刷电路板（PCB）上相比，将导电图案制备在柔性基板上[21] 可大幅提高贴合性，并使其能够在实际环境中部署于各种表面。

本文提出了一种柔性超表面胶带，可通过表面波传播实现高效的毫米波功率传输。不同于其他结构，[3,4,7,22] 我们的超表面无需依赖窄带谐振机制来支持表面波，从而

能够在更宽的频率范围内实现高效功率传输。此外，采用柔性胶带衬底可确保我们的超表面能够便捷地安装于各种表面和材料上。结果表明，与自由空间传播相比，在 100 GHz 下，传输能量每米显著增加约 40 倍（例如，在 2 m 处增加 29 dB）。从 95 GHz 到 105 GHz 均可观察到这一出色性能，从而支持先进的宽带调制技术。

如图 2a 所示，我们首先设计了一个支持表面波的超表面单元。该单元由印制在介质胶带上的周期性方形贴片阵列构成（贴片边长为 $l = 0.3$ 毫米，周期为 $p = 0.6$ 毫米；介质胶带厚度为 $t = 0.1$ 毫米，相对介电常数为 $\varepsilon_r = 2.458$），并以接地平面（GND）为衬底。这类接地贴片阵列支持横磁波（TM）作为基模。[5,23] 使用 ANSYS Electronics Desktop (2023 R2) 中的本征模求解器，[13] 我们获得了图 2b 所示的色散图。在该图中，色散曲线在约 100 GHz 以下紧贴光线，表明在这一频率范围内支持基表面波模。高于约 100 GHz 后，超材料表面开始表现为高阻抗表面，不再支持基模的传播。因此，我们主要关注 95–105 GHz频段，在此频段内该模式仍受到良好支持；此外，我们还纳入了 110 GHz，以展示结构接近高阻抗区域时性能的下降。

接下来，我们设计了一种长超表面胶带模型，并将其功率传输性能与不使用超表面、采用自由空间传播的典型方案进行了比较。如图 2c 所示，该超表面胶带模型由 8×400 个单元组成（宽 4.8 毫米、长 240 毫米），铺设在接地平面上方、兼容 WR-8 的标准喇叭天线前方。在这一条件下，如图 2d 所示，喇叭天线辐射出 100 GHz 的电磁波；在自由空间中，由于没有超表面，电磁波迅速衰减，这一点此前已通过 Friis 传输方程预测。相比之下，引入超表面胶带后，辐射能量几乎保持在相同的功率水平。图 2e 展示了这一显著差异，其中可视化了有无超表面时的电场分布。图中显示，辐射电场高度集中于超表面沿线，因此即使在 100 GHz 的高频下，波也能高效传播长达 80 个波长的距离。这一特征与未使用超表面胶带时的结果形成鲜明对比；在后一种情况下，辐射能量广泛分布于三维空间中。因此，这些结果表明，所提出的超材料表面成功地沿超表面胶带基底引导能量，实现了毫米波的高效功率传输。

随后制备了所提出的超材料表面，并使用图3a所示的测量装置进行了实验评估（另请参见补充材料图S1中的实际测量装置）。在该装置中，对基于胶带的超材料表面原型进行了约 100 GHz 下的测试，该频率通过将较低频率的源信号倍频获得。[24]

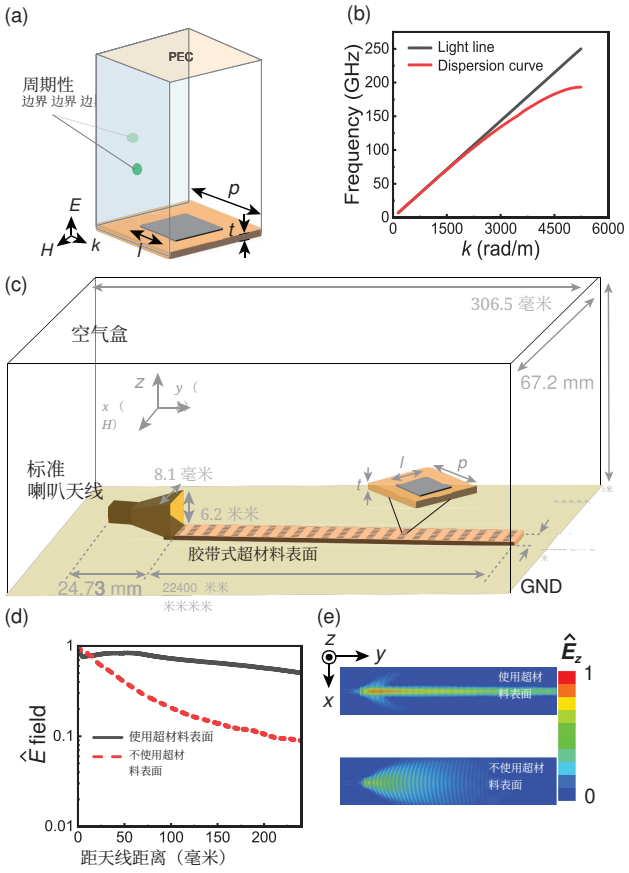


图2. 通过数值仿真设计超表面胶带。(a) 周期性单元的设计。(b) 色散图。(c) 全波仿真模型。(d) 100 GHz下归一化电场（$\hat{E}$）随传播距离的变化。(e) 有（上）和无（下）超材料表面时的仿真场分布。

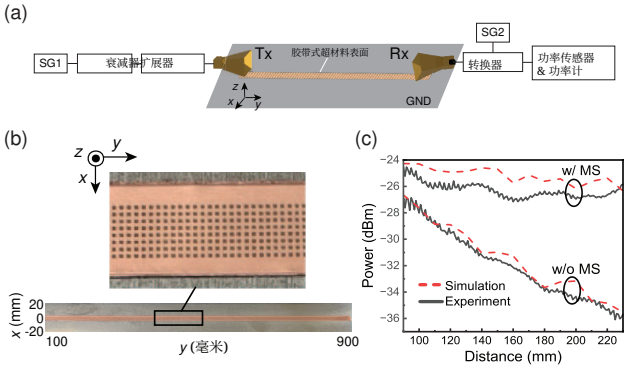


图 3. 实验演示。(a) 测量装置。接收端的位置沿超表面胶带移动。(b) 超表面胶带原型。(c) 100 GHz 下的测量功率分布及相应的仿真结果。

具体而言，信号发生器（SG）（Anritsu，MG3692C）生成了频率为11.1 GHz的输入信号，并通过频率扩展器（Virginia Diodes, Inc.，VDI-730SGX）将其上变频至99.9 GHz。频率扩展信号由标准喇叭天线（Pasternack，

PEWAN1022）辐射，并沿超表面胶带以表面波形式传播。另一个标准喇叭天线通过同轴电缆和适配器连接至下变频器（Virginia Diodes, Inc.，VDI-731SAX），由此接收该能量。因此，尽管超材料表面支持99.9 GHz（或约100 GHz）下的表面波传播，但接收信号被转换为3.9 GHz，并由连接至功率计（Anritsu，ML2496A）的功率传感器（Anritsu，MA2473D）进行测量。下变频后的频率由另一台信号发生器（SG）（Keysight Technologies，N5183B）确定，该信号发生器提供8 GHz的本地振荡器（LO）信号。在该测量中，通过二维（2D）扫描系统以1毫米的步长改变接收器位置，从而获得有无超表面胶带情况下的一维（1D）功率剖面以及二维（2D）功率分布。实际的基于胶带的超材料表面原型如图3b所示，其中样品沿入射波方向（y轴方向）部署在铝板上。该样品按照图2中的仿真模型进行制造。在带有黏合剂的丙烯酸基底上使用银墨印刷周期性导电贴片，其物理尺寸与仿真模型中的尺寸相同。在该装置中，通过第二个喇叭天线由功率计测得的功率如图3c所示；实验结果验证了，即使在比无超表面胶带时可达到的位置更远处，使用超表面胶带仍能够接收到更高功率的信号。此外，这些结果与仿真结果高度一致。值得注意的是，这些结果与图2中的结果略有不同，这是因为图3c中的仿真模型包含了接收天线，以实现与图3a测量装置的一致性。相比之下，图2c中的仿真模型仅由发射天线组成。这一差异在图3c所示的仿真结果中产生了轻微的驻波。在相应的测量结果中也观察到了相同趋势；由于测量期间接收器被吸波泡沫包围，测量结果的波动相对有限。尽管存在这一细微差异，图3c所示的测量结果证实，与自由空间传播（即无超表面胶带）相比，所提出的超表面胶带能够将入射的高频信号强烈引导为表面波。

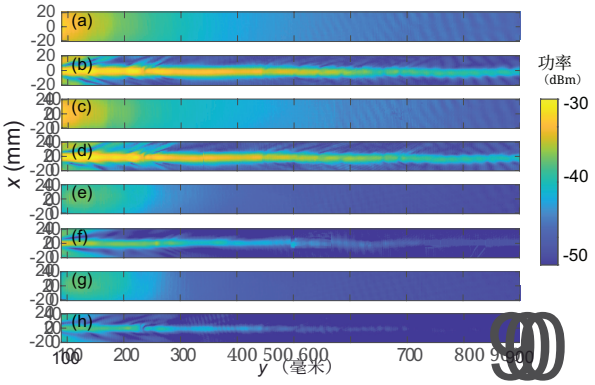


图 4. 不同频率下实验观测到的二维功率分布。结果分别展示了 (a, b) 95 GHz、(c, d) 100 GHz、(e, f) 105 GHz 和 (g, h) 110 GHz 下的情况，其中 (a, c, e, g) 未使用超表面胶带，(b, d, f, h) 使用了超表面胶带。

接下来，我们测量了不同频率下超表面胶带的二维分布，如图4所示。图中显示，在95 GHz至110 GHz之间的任何频率下，如果没有超表面胶带，发射天线产生的波都会以自由空间波的形式传播，并迅速衰减。然而，我们采用低成本胶带介质和简单的周期性图案制成的超表面胶带，能够强力支持入射波，从而使表面波传播得更远且衰减极小。

为了定量评估性能，图5更清晰地展示了两种情况（即有超表面胶带和无超表面胶带）之间的差异。为了量化超表面胶带带来的相对优势，我们将改进因子G定义为

$$G(r) = \frac{P_{MS}(r)}{P_{FS}(r)}, \quad (1)$$

其中，P_{MS} 和 P_{FS} 为以瓦特表示的接收功率。在理想无损场景下，对于自由空间传播，接收功率与 r^{-1} 成正比；而径向扩散的表面波对 r^{-1} 的依赖较弱，因此 G(r) 与 r 成正比。基于这一假设，在 95 至 110 GHz 之间的任意频率下，接收功率均随传播距离的增加而成比例增加（见图5中的线性拟合曲线）。具体而言，在 95 和 100 GHz 下实验观察到较大幅度的增益，而在 110 GHz 下增益相对较小；这是因为频率接近高阻抗区域，这与图2b中的本征模仿真预测一致（见色散曲线在约 110 GHz 处偏离光线）。此外，这些实验结果也与数值推导结果高度吻合。值得注意的是，如图3所述，相较于测量结果，这些仿真结果受到驻波问题的影响更大。尽管存在这一问题，测量结果和仿真结果均表明，引入超表面胶带后，95 至 110 GHz 的宽频率范围内接收功率显著增加。

此外，为了推导出与胶带长度无关的广义指标，我们估算了单位长度功率提升，如图6所示（相位变化另见补充材料中的图 S2）。提升速率通过使用图5所示拟合函数的梯度计算得出。然而，由于图5中存在驻波，拟合曲线（及其梯度）可能会随拟合距离范围的不同而变化（关于拟合函数的设置及其对提升速率的影响，分别参见补充材料中的图 S3和图 S4）。因此，图6中的误差棒表示标准差，用于反映这些变化。尽管存在这些变化，仿真和测量结果仍呈现出相似的趋势。首先，两类结果均表明，在95至110 GHz范围内，接收功率每米显著提升至少10倍，这说明所提出的MS 胶带方法不仅在实验上可行，而且是将高频信号传输至远距离位置的有效方案。例如，根据仿真

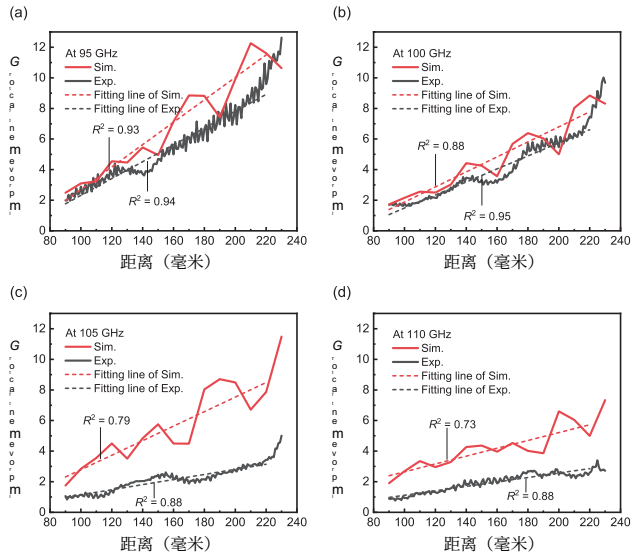


图5. 毫米波功率传输的改进因子G。结果分别显示在 (a) 95 GHz、(b) 100 GHz、(c) 105 GHz 和 (d) 110 GHz 下。线性拟合线的决定系数用 R^2 表示。拟合线是在 90 毫米至 220 毫米之间得到的。

结果，在95至105 GHz范围内，距离2米处使用超表面胶带时的接收功率约为不使用超表面胶带时的100至150倍，从而确保了中心频率为100 GHz、带宽为10%的性能。值得注意的是，尽管工作频率不同，该分数带宽（~10 %）仍明显宽于许多现代调制方案所采用的带宽，例如Wi-Fi在5吉赫兹频段采用的正交频分复用（OFDM）。[25] 在仿真和测量中，提升速率均随频率升高而降低。这种下降可以用110 GHz以上存在高阻抗区域来解释（再次参见图2）。这里需要强调的是，在仿真中，100 GHz处的提升速率相对较小，是因为仿真模型远大于入射波的波长，导致难以在所有这些仿真中以完全相同的方式对整个模型进行网格划分。因此，网格划分精度的差异可能导致计算精度出现变化。此外，实验性能略逊于数值性能，推测原因是胶带介质中存在额外损耗。印刷精度可能会通过减小实际导电贴片尺寸并使整体频率响应向较低频率偏移，从而影响测量样品。尽管如此，我们在图2至图6中展示的结果表明，在宽频率范围内，与传统自由空间无线功率传输方案相比，所提出的设计概念能够更加高效地传输毫米波能量，从而全面支持宽带调制信号。因此，我们的超表面胶带不仅从根本上提升了传输性能，还提供了一种工程解决方案，使下一代无线通信能够使用

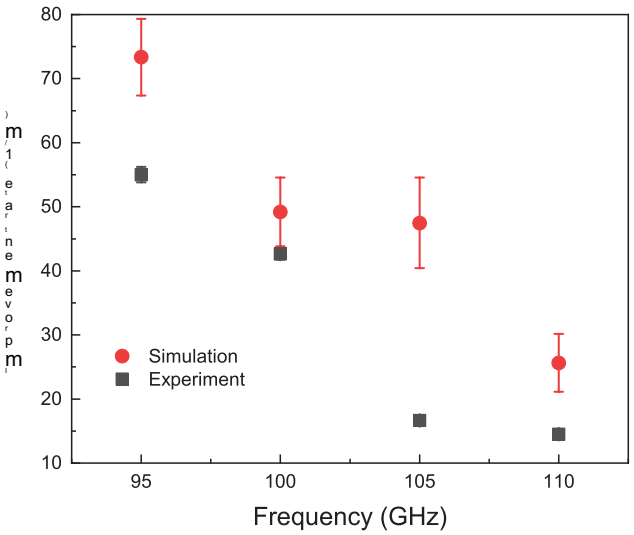


图 6. 毫米波功率传输中改进因子G的变化率随频率的变化。

毫米波频段。

总之，我们开发了一种柔性超表面胶带，可通过表面波传播显著提高毫米波功率传输效率。通过将电磁场限制在超表面界面内，我们成功地将传播信道从三维球面衰减（$\propto r^{-2}$）转变为准二维柱面衰减（$\propto r^{-1}$）。在 100 GHz 下进行的实验演示验证了，与自由空间传输相比，该原型每米可将接收功率提高约 40 倍。此外，所提出的结构在 95 GHz 至 105 GHz 的宽带范围内均能保持高性能，因此为先进调制方案提供了充足的频谱资源。凭借其低剖面、柔性形态以及缓解严重路径损耗的能力，这种超表面胶带为延长下一代无线通信和功率传输系统的传输距离提供了一种实用方案。

本研究获得日本科学技术振兴机构（JST）“构建可持续合作伙伴关系，打造创新研究生态系统”（ASPIRE）项目（编号：JP-MJAP2431）、日本学术振兴会（JSPS）科研费（编号：24KF0152），以及总务省（MIC）“可持续高效无线电波利用基础技术研发项目”（FORWARD）（编号：JPMI250610002）的资助。

作者声明 利益冲突

作者没有需要披露的利益冲突。

数据可用性

支持本研究结果的数据可根据合理请求向通讯作者获取。

参考文献

[1]D. R. Smith、W. J. Padilla、D. C. Vier、S. C. Nemat-Nasser和S. Schultz，“同时具有负磁导率与负介电常数的复合介质”，Phys. Rev. Lett. 84, 4184–4187 (2000). [2]R. A. Shelby、D. R. Smith和S. Schultz，“负折射率的实验验证”，Science 292, 77–79 (2001). [3]N. Engheta和R. Ziolkowski，《超材料物理与工程探索》（IEEE Press, John Wiley & Sons, Piscataway, NJ, 2006）。[4]C. Caloz和T. Itoh，《电磁超材料：传输线理论与微波应用》（Wiley–IEEE Press, Hoboken, NJ, 2006）。[5]D. Sievenpiper、L. Zhang、R. F. J. Broas、N. G. Alex´opolous和E. Yablonovitch，“具有禁频带的高阻抗电磁表面”，IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 47, 2059–2074 (1999). [6]N. Yu、P. Genevet、M. A. Kats、F. Aieta、J.-P. Tetienne、F. Capasso和Z. Gaburro，“具有相位不连续的光传播：反射与折射的广义定律”，Science 334, 333–337 (2011). [7]N. Yu和F. Capasso，“采用定制超表面的平面光学”，Nat. Mater. 13, 139–150 (2014). [8]D. F. Sievenpiper、J. H. Schaffner、H. J. Song、R. Y. Loo和G. Tangonan，“利用电可调阻抗表面实现二维波束转向”，IEEE Trans. Antennas Propag. 51, 2713–2722 (2003). [9]C. Pfeiffer和A. Grbic，“超材料惠更斯表面：利用无反射薄片调控波前”，Phys. Rev. Lett. 110, 197401 (2013). [10]S. Sun、Q. He、S. Xiao、Q. Xu、X. Li和L. Zhou，“作为连接传播波与表面波之桥梁的梯度折射率超表面”，Nat. Mater. 11, 426–431 (2012). [11]A. Li、Z. Luo、H. Wakatsuchi、S. Kim和D. F. Sievenpiper，“面向先进电磁学应用的非线性、有源与可调超表面”，IEEE Access 5, 27439–27452 (2017). [12]A. Li、S. Singh和D. Sievenpiper，“超表面及其应用”，Nanophotonics 7, 989–1011 (2018). [13]K. Suzuki、P. T. Dang、H. Homma、A. A. Fathnan、S. Phang和H. Wakatsuchi，“超表面上表面波衰减的改进数值估计方法”，Adv. Theory Simul. 7, 2301173 (2024). [14]B. H. Fong、J. S. Colburn、J. J. Ottusch、J. L. Visher和D. F. Sievenpiper，“标量与张量全息人工阻抗表面”，IEEE Trans. Antennas Propag. 58, 3212–3221 (2010). [15]Z. Luo、X. Chen、J. Long、R. Quarfoth和D. Sievenpiper，“电磁表面波在非线性阻抗表面上的自聚焦”，Appl. Phys. Lett. 106, 211102 (2015). [16]J. Lee和D. F. Sievenpiper，“用于生成任意各向异性阻抗表面的图案化技术”，IEEE Trans. Antennas Propag. 64, 4725–4732 (2016). [17]K. Suzuki、P. Dang、H. Homma、A. Fathnan、Y. Ashikaga、Y. Tsuchiya、S. Phang和H. Wakatsuchi，“基于胶带的超表面引导高频表面波以实现高效功率传输的实验与数值验证”，Appl. Phys. Lett. 125, 181701 (2024). [18] M. Di Renzo、A. Zappone、M. Debbah、M.-S. Alouini、C. Yuen、J. De Rosny和S. Tretyakov，“由可重构智能表面赋能的智能无线电环境：工作原理、研究现状与未来之路”，IEEE J. Sel. Areas Commun. 38, 2450–2525 (2020). [19]G. Gradoni、M. Di Renzo、A. Diaz-Rubio、S. Tretyakov、C. Caloz、Z. Peng、A. Alu、G. Lerosey、M. Fink、V. Galdi等，“智能表面无线电环境”，Reviews of Electromagnetics 1 (2022). [20]C. A. Balanis，《天线理论：分析与设计》（John Wiley & Sons, 2005）。[21]S. Walia、C. M. Shah、P. Gutruf、H. Nili、D. R. Chowdhury、W. Withayachumnankul、M. Bhaskaran和S. Sriram，“柔性超表面与超材料：微米与纳米尺度材料及制备工艺综述”，Appl. Phys. Rev. 2, 011303 (2015). [22]H. Takeshita、A. A. Fathnan、D. Nita、A. Nagata、S. Sugiura和H. Wakatsuchi，“基于超表面的跳频波工程”，Nat. Commun. 15, 196 (2024). [23]R. Quarfoth和D. Sievenpiper，“人工张量阻抗表面波导”，IEEE Trans. Antennas Propag. 61, 3597–3606 (2013). [24]K. Takimoto、P. Njogu、T. Ramachandran、T. Kondo、M. Mori、D. Anzai和H. Wakatsuchi，“由纸基无源智能反射面促成的毫米波与亚太赫兹频段波束成形”，Adv. Eng. Mater. 27, 2500911 (2025). [25]A. Goldsmith，《无线通信》（剑桥大学出版社，剑桥，英国，2005）。

《以下论文》的补充材料：

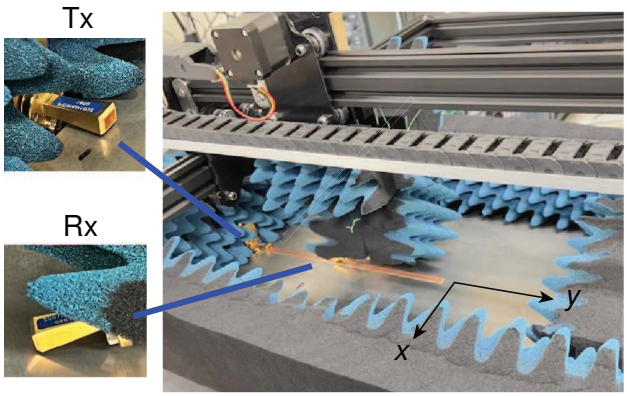
通过表面波传播实现高效毫米波功率传输的超表面胶带

Phuc Toan Dang、Kota Suzuki、Yoshiki Ashikaga、
Yasushi Tsuchiya、Sendy Phang 和 HirokiWakatsuchi

图 3 至图 6 所示的测量结果是使用图 S1 所示的测量装置获得的。在该装置中，我们引入了一个扫描系统，用于移动接收天线，并观察使用和未使用超表面胶带时的二维场分布。此外，还部署了吸波材料，以减少接收器和接地平面边缘产生的不必要散射。

在图 6 中，我们评估了使用超表面胶带时的接收功率（在接收喇叭天线处测量），相应的相位变化见图 S2。请注意，图 S2a 和 S2b 分别展示了使用与图 2c 相同模型的仿真所提取的相位，以避免图 3 所示的驻波问题。随后，我们用线性函数对这些结果进行近似，其梯度绘于图 S2c。在该图中，从图 S2a 提取的频散（即未使用超材料表面的结果）与光线吻合良好。同样，从图 S2b 提取的频散（即使用超材料表面的结果）也可用线性函数近似。根据这两条直线，在 95、100、105 和 110 GHz 下，使用与未使用超表面胶带两种情况下的波矢相对差异分别为 1.81%、2.88%、3.52% 和 4.04%，对于常规无线通信而言，这些差异足够小。

图5展示了接收功率水平的提升及相应的线性拟合线。然而，正如图S3所示，这些近似的准确性取决于拟合范围。该图展示了固定起点（距发射端孔径90毫米）并采用不同端点时得到的决定系数（R^2）。根据这些结果，如果拟合距离的端点接近起点，R^2 值往往相对较低。此外，测量中得到的R^2 值在230毫米附近略低，这可能是受到超表面胶带边缘的影响。为避免这种影响，我们在图5中将拟合范围设为90毫米至220毫米。在图中。



图S1. 实际测量装置。

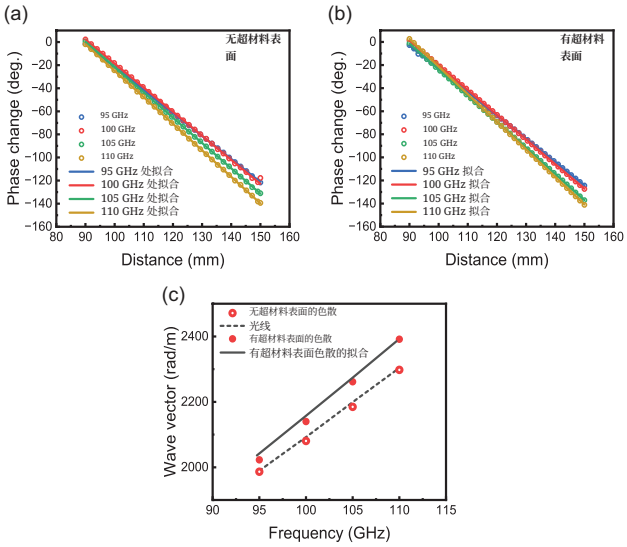


图 S2. 超表面胶带中的相位变化。(a) 无超材料表面时的相位变化。(b) 有超材料表面时的相位变化。(c) 对应的波矢。

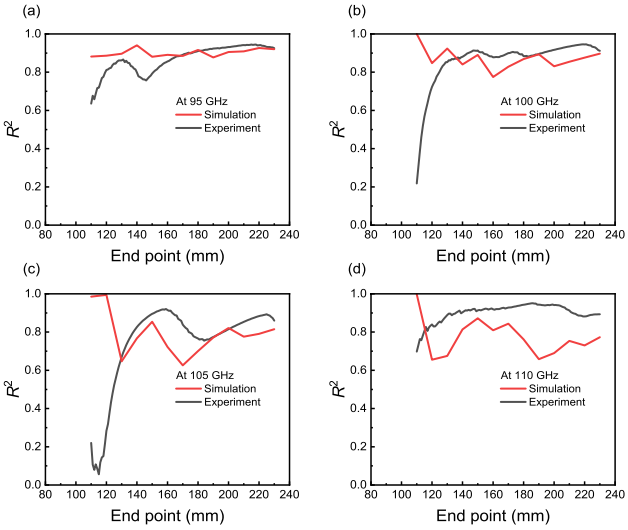


图 S3. 不同拟合范围下的 R^2。(a-d) 分别为 (a) 95 吉赫兹、(b) 100 吉赫兹、(c) 105 吉赫兹和 (d) 110 吉赫兹时的结果。

在 S4 中，我们展示了拟合范围如何影响改进率。该图还表明，当拟合范围的端点设为 220 毫米时，改进率几乎已趋于稳定。

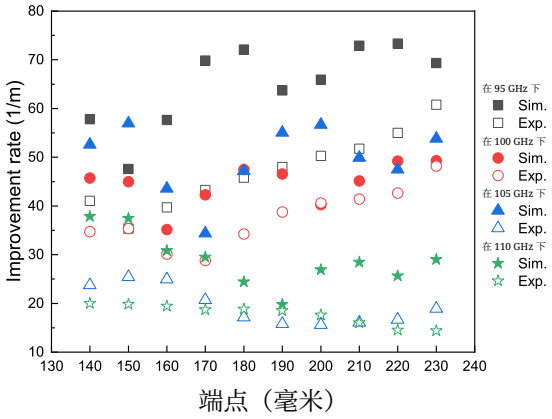


图 S4. 不同端点下改进因子G的变化率。