

研究论文

面向环境射频能量收集的双频带整流超表面研究与设计

伍捍东¹, 任宇辉^{2*}, 郑佳楠³

摘要 在新一代电子信息系统中,环境中射频能量的收集已成为研究热点。设计了一款基于开口谐振环结构的双频超表面能量收集器,其在2个谐振频率(2.45和5.80 GHz)处的吸波效率都高达90%以上。提出了一款适用于低功率密度环境的双频整流系统,其采用单阶倍压整流电路,同时兼顾了谐波抑制和阻抗匹配。当负载电阻为800 Ω 、输入功率为0 dBm时,电路在2.45和5.80 GHz处射频-直流转换效率分别为53.5%和38.2%。又设计了双频能量合成网络,将能量收集器与整流电路组合为整流超表面。实验结果表明,整流超表面在2个频点处的转换效率分别为48.2%和37.7%。此外,在2.45 GHz处,所提出的整流超表面在 $\pm 40^\circ$ 入射角范围内具有良好的整流效果,在5.80 GHz处的入射角范围则为 $\pm 30^\circ$ 。本研究设计统筹兼顾了低入射功率、双工作频段和宽入射角性能,具有良好的综合特性和广阔的应用前景。

关键词 无线能量收集;整流超表面;能量合成;谐波抑制电路

随着新一代电子信息技术的高速发展,通信网络、计算机网络和各种感知系统渐渐融合,大千世界的万物互联逐步成为现实。但随之而来的是大量传感器节点和智能终端设备的供电问题。给这些广泛分布的电子设备供电,既要考虑时效性和便捷性,又要避免环境污染的风险。因此,从自然环境中收集能量,如电磁射频能量,已成为解决这个问题的最有前景的方法之一^[1-2]。目前,环境中的射频能量越来越丰富,适用于多种无线通信与感知系统的电磁波广泛分布。这些能量除了少部分用来传输信息外,大部分都

耗散在空间中。一般而言,射频能量在环境中的功率密度稳定在 $2 \mu\text{W}/\text{cm}^2 \sim 100 \text{ mW}/\text{cm}^2$ 的范围内,且不受空间、时间、天气的影响。因此,射频无线能量收集(wireless energy harvesting, WEH)技术完全能够满足传感器等低功耗电子设备的供能需求。

在传统的WEH系统中,一般将天线作为射频接收部分的前端器件,其与匹配电路、整流电路结合后统称为整流天线^[3-5]。近年来,研究人员借鉴了Landy等^[6]于2008年提出的超材料完美电磁吸波器的创意,设计了WEH超表面取代前端天线^[7-10]。和传统天线相比,首先,超表面阵列中亚波长尺寸的单元紧密排列,具有强谐振效应,增强了本构参数和滤波效应,所以其具有更高的能量收集效率。其次,超表面单元容易实现多模谐振效应,便于实现多频段的无线能量收

1. 西安恒达微波技术开发有限公司, 西安 710100

2. 西北大学电子信息学院, 西安 710127

3. 中国电子科技集团公司第三十九研究所, 西安 710065

收稿日期: 2026-02-02; 修回日期: 2026-04-21

基金项目: 咸阳市重点研发计划项目(L2025-ZDYF-KTH-006)

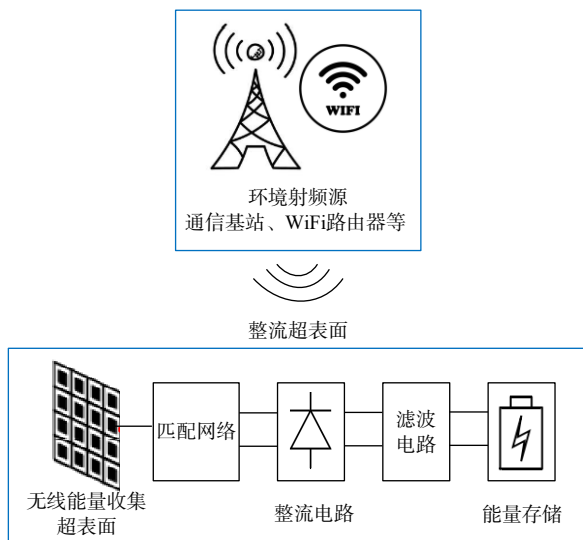
作者简介: 伍捍东, 研究员, 研究方向为微波技术与天线, 电子信箱: whd@hdmicrowave.com; 任宇辉(通信作者), 副教授, 研究方向为超表面设计及应用, 电子信箱: ryhui@nwu.edu.cn

引用格式: 伍捍东, 任宇辉, 郑佳楠. 面向环境射频能量收集的双频带整流超表面研究与设计[J]. 科技导报, 2026, 44(9): 98-107;

doi:10.3981/j.issn.1000-7857.2026.01.00117

集。最后,亚波长的单元一般具有紧凑化、小型化和旋转对称的结构特点,所以在能量收集时表现出极化不敏感和宽入射角等优点。Ramahi 等^[7]首次设计了 WEH 超表面,单元采用开口谐振环(split ring resonators, SRR)。Yu 等^[8]设计了一种中心对称的扇形 WEH 超表面,具有极化不敏感特性和宽入射角特性。Ghaderi 等^[9]采用编码超表面设计,可以实现高效的双频能量收集。Ghaneizadeh 等^[10]采用二维各向同性柔性材料设计超表面,可以提高 WEH 超表面与应用环境的共形能力。

这里需要说明,尽管无 WEH 超表面研究的灵感出自超材料吸波器,但能量收集器需要将捕获的射频能量高效汇集于端口,然后进行整流、存储和管理,而不是像吸波器那样将能量耗散。更重要的是,只有将 WEH 超表面和整流网络相结合组成整流超表面,才能实现能量收集的完整功能链路,其基本结构如图 1 所示。



显然,整流超表面的设计主要有 2 方面的工作,即 WEH 超表面和整流网络。Amin 等^[11]采用 4 个 L 形谐振器组成 WEH 超表面单元,输入功率为 17.8 dBm 时,最大能量转换效率达到 55%。Erkmen 等^[12]设计的超表面单元是领结形交叉偶极子,当输入功率为 15 dBm 时,最大的能量转换效率达到 61%。但是这 2 个整流超表面都需要较大的人射功率才能实现最大的能量转换效率。相比较而言, Lee 等^[13]提出的电感电容式单元(electric-inductive-capacitive, ELC)和倍压整流电路组成的整流超表面,在低输入功率

(0.4 dBm)时,实现了 76.8% 的能量转换效率。Aldhaeebi 等^[14]在环形单元的金属臂之间添加 1 个二极管来实现整流,在低输入功率的条件下实现 80% 的能量转换效率。不过,上述研究都只能在单一频段工作。Li 等^[15]通过在矩形贴片上开槽来实现双频吸波,其可以在 2.4 和 5.8 GHz 处分别实现 58% 和 50% 的能量转换效率。Yu 等^[16]以 8 个不对称偶极子作为超表面单元,在 2.2~2.7 GHz 频段内实现 90% 的能量转换。但是这 2 项工作中的整流超表面不具备宽入射角特性。文献[17-20]提出的宽频和多频整流超表面都具有宽入射角特性和较高的能量转换效率,然而单元设计较为复杂。

本研究提出了一款适用于无线能量收集系统的双频整流超表面,设计兼顾低感应功率灵敏度、双频段工作以及宽角度入射等特性,具有均衡的综合性能,以及在无线供能的物联网和传感应用中实际部署的巨大潜力。

1 双频整流超表面的结构与设计

本研究设计的双频整流超表面的基本结构如图 2 所示,共分为 5 层。最上层是 24×24 个单元组成的无线能量收集超表面,其附着在介电常数为 3.5 的聚四氟乙烯玻璃布板(F4B)上。第 3 层是金属地板,第 4 层是介电常数为 2.65 的 F4B 基板。最底层是射频能量合成网络与整流系统。射频能量合成网络包括功分器和阻抗变换器。整流系统又包括整流电路、谐波抑制电路和阻抗匹配电路。

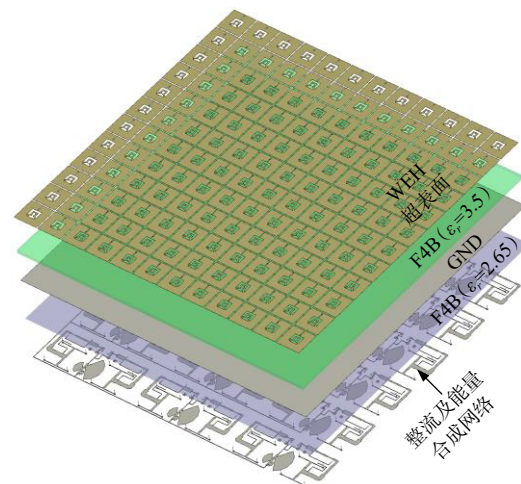


图 2 双频整流超表面基本结构

1.1 超表面单元

本研究设计的 WEH 超表面单元的基本结构如图 3(a)所示,其由并联的 SRR、介质基板、金属地板和金属连接柱构成。SRR 具有较强的谐振特性,可以实现高效率的吸波,并将捕获的射频能量转换为感应电流。介质基板的损耗角正切为 0.001,厚度为 3 mm。为了传导与汇聚 SRR 激发的感应电流,通过金属柱将顶部、底部的金属层与吸收负载 R_{L1} 进行连接。需要说明的是,在后续的设计中, R_{L1} 会被具有相同输入阻抗的整流系统代替。单元的具体尺寸如下: $w=20$ mm, $w_1=19$ mm, $w_2=4.5$ mm, $w_3=2.9$ mm, $w_4=0.5$ mm, $w_5=0.4$ mm, $g=0.5$ mm, $d=0.25$ mm。

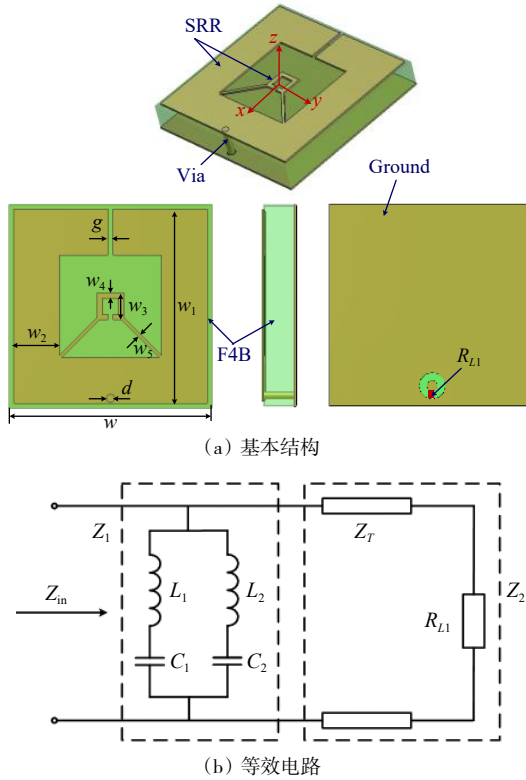


图3 WEH 超表面单元

图 3(b)为所设计单元结构的等效电路,方形谐振环上的开口缝隙有等效电容 C ,金属臂上有等效电感 L ,所以一个 SRR 环可等效为一个串联谐振电路。将 2 个不同大小的环并联,可以实现双频能量收集。由图可知

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{in}} &= \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}, \\ Z_1 &= \frac{1}{j\omega} \times \frac{(1 - \omega^2 C_1 L_1)(1 - \omega^2 C_2 L_2)}{C_1(1 - \omega^2 C_2 L_2) + C_2(1 - \omega^2 C_1 L_1)}, \\ Z_2 &= Z_T + R_{L1} \end{aligned} \quad (1)$$

式中, Z_m 表示超表面单元等效输入阻抗, L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2 分别表示内环和外环等效电感和电容, Z_T 表示介质板的特征阻抗。

为了产生串联谐振,需要保证 $\text{Im}(Z_m)=0$,由此可得超表面单元谐振角频率 ω_0 为

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 (L_1 + L_2)}} \quad (2)$$

因此,可以通过改变超表面单元的尺寸来改变等效电容和电感,进而调控其工作频率。使用 CST Studio Suite 对单元进行仿真分析,图 4 所示为 SRR 主要参数对反射系数($|S_{11}|$)大小的影响。可见低频和低频谐振频率都随着 w_1 的增大而减小,且都随着 w_2 的增大而增大,这说明外环的尺寸对低频和高频谐振都有较大的影响。高频谐振频率随着 w_3 的增大而减小,而低频谐振频率没有变化,这说明内环只影响高频谐振点。由于外环的尺寸明显大于内环,所以其对超表面单元的谐振频率具有更强的影响力。

图 4(d)为反射系数与负载 R_{L1} 之间的变化关系。在保证单元尺寸不变的前提下,当 R_{L1} 从 60 Ω 增大到 100 Ω 时,超表面的反射系数逐渐减小,匹配越来越好。但当 R_{L1} 大于 100 Ω 时,反射系数又逐渐增大,所以在本设计选定 $R_{L1}=100 \Omega$ 作为最优负载。

可以将超表面单元看作一个双端口网络,其能量吸收效率可以用 $A(\omega)$ 来表示,定义为

$$A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3)$$

式中, $R(\omega)$ 代表超表面单元的反射率, $T(\omega)$ 代表透射率, $|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$ 分别表示反射系数和传输系数的大小。

仿真超表面单元的 S 参数,由公式(3)计算其能量吸收效率。需要说明的是,本设计中单元的背面是金属接地板,所以 $|S_{21}|$ 近似等于 0。由图 5 可知,在 2.45 和 5.80 GHz 2 个频点处的入射波几乎都被超表面单元吸收,整体吸收效率达到 99.6% 和 99.3%。这其中被负载 R_{L1} 吸收的效率分别为 95.4% 和 95.7%,只有 4.2% 和 3.6% 的能量被金属贴片和介质损耗掉,这既体现了超表面吸波器和能量收集器的区别,又证明了 R_{L1} 的选择是较优的。

定义电磁波入射方向与 Z 轴的夹角为入射角 θ ,图 6 所示为不同入射角时超表面单元的能量吸收效率。可见随着电磁波入射角度的增大,双频超表面单元的吸收效率逐渐降低。总体而言,当工作频率为

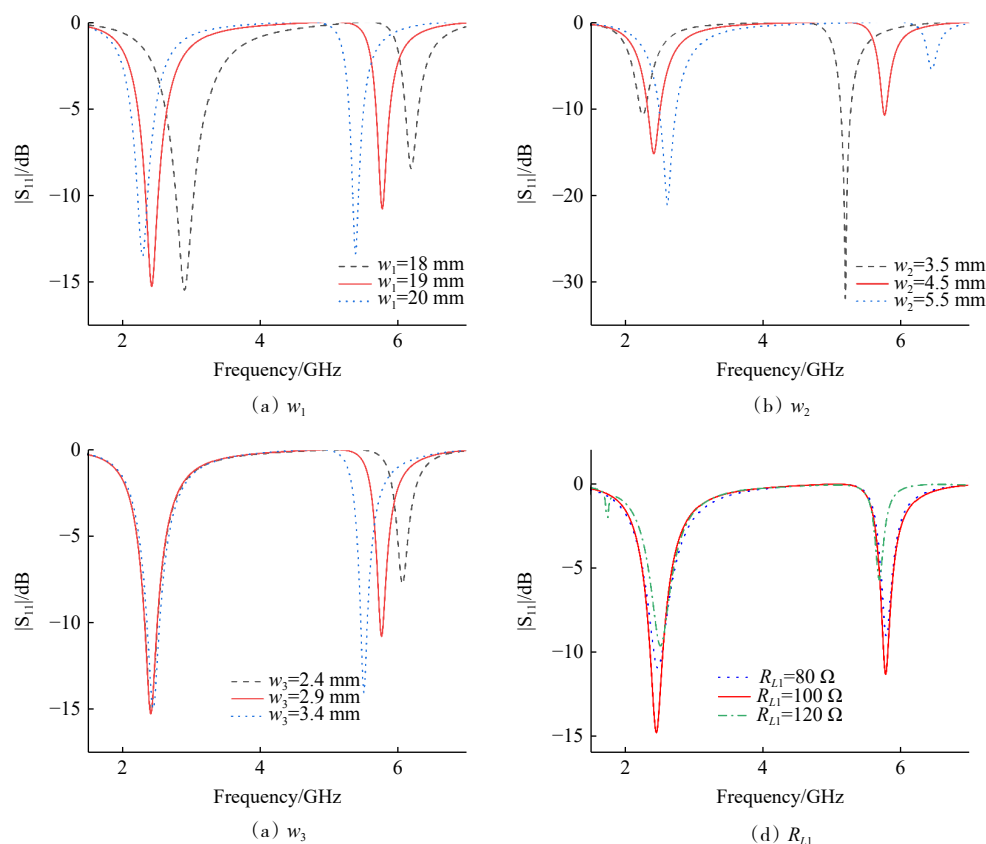


图4 超表面单元参数对反射系数的影响

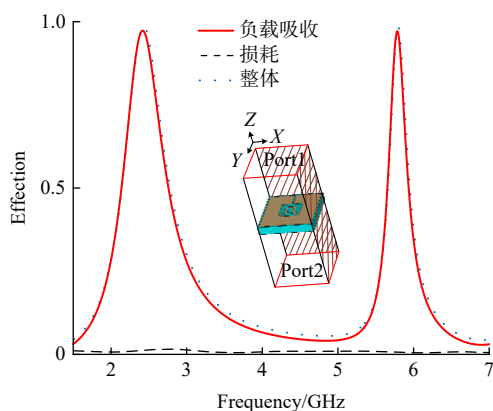


图5 超表面单元上的能量分布

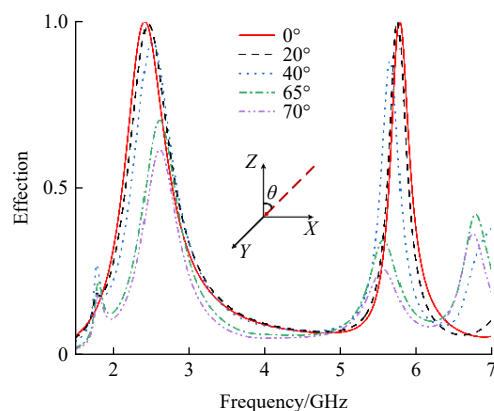


图6 不同入射角时的能量收集效率

2.45 GHz, 且入射角在 $\pm 65^\circ$ 之间变化时, 吸波效率保持在 50% 以上; 当工作频率为 5.80 GHz, 且入射角在 $\pm 40^\circ$ 之间变化时, 效率保持在 50% 以上。说明该结构在 2 个频点处具有宽角入射特性。

1.2 射频功率合成网络

自然环境中射频信号十分微弱, 而且单个超表面单元的尺寸较小, 能接收到的能量十分有限, 所以本设计中采用 2×2 的双频功率合成网络来实现高效能量收集。如图 7(a) 和图 7(b) 所示, 功率合成网络包

括一分四路 T 型功分器和阻抗变换器。4 个超表面单元通过端口 P_2 - P_5 连接到功分器上, 超表面单元的等效阻抗 (100Ω) 经过了 2 个 T 型结在端面 A 处变换为 25Ω , 然后再连接双频阻抗变换器到端口 P_1 处变换为 50Ω 。如前所述, 功率合成网络介质板使用介电常数为 2.65 的 F4B 材料, 损耗角正切为 0.001, 厚度为 0.5 mm。

图 7(c) 为双频阻抗变换器的等效电路, l_1 和 l_2 为两端串联微带传输线, l_3 是一段并联的开路调配线,

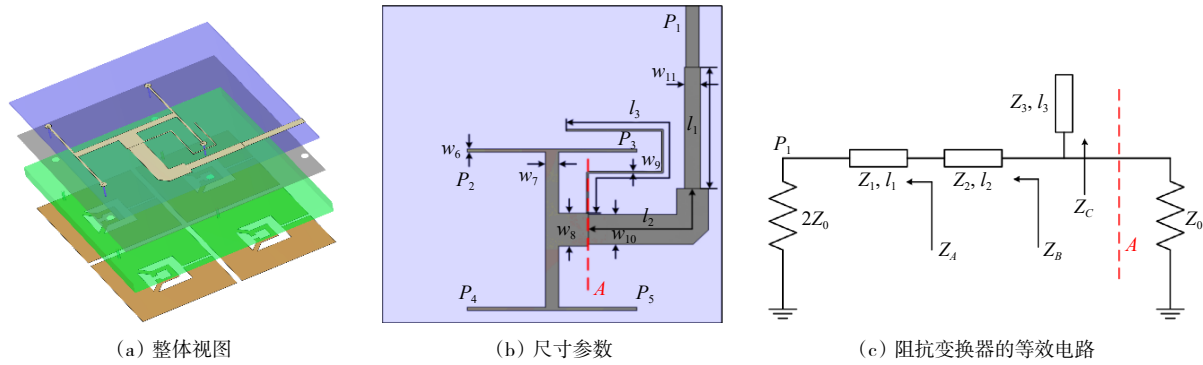


图7 功率合成网络

$Z_1 \sim Z_3$ 表示各段传输线的特性阻抗。为了简化计算, 取 $l_1 = l_2 = l$ 。由传输线理论可知

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_0} &= \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C}, Z_A = Z_1 \frac{2Z_0 + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + 2jZ_0 \tan \beta l}, \\ Z_B &= Z_2 \frac{Z_A + jZ_2 \tan \beta l}{Z_2 + jZ_A \tan \beta l}, Z_C = \frac{Z_3}{j \tan \beta l_3} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, Z_A 表示 l_1 段传输线相对 P_1 端口的输入阻抗, Z_B 表示 l_1 和 l_2 段传输线相对 P_1 端口的输入阻抗, Z_C 表示 l_3 段开路线的输入阻抗。

利用文献[21]中的限制条件

$$\frac{Z_2 - Z_1 \tan^2 \beta l}{(Z_1 + Z_2) \tan \beta l} = \frac{Z_2 \tan \beta l_3}{Z_3} \quad (5)$$

可求得双频阻抗变换器的相关参数

$$Z_1 = \sqrt{2Z_0 \tan \beta l}, Z_2 = \frac{\sqrt{2Z_0 \tan \beta l_3}}{\tan \beta l}, Z_3 = \frac{\sqrt{2Z_0 \tan \beta l_3}}{1 - \tan^2 \beta l} \quad (6)$$

本设计中设定 $Z_0 = 25 \Omega$, 最终经过理论计算和仿真优化得到双频功率合成网络的详细尺寸如下: $w_6 = 0.35 \text{ mm}$, $w_7 = 1.32 \text{ mm}$, $w_8 = 3.5 \text{ mm}$, $w_9 = 0.2 \text{ mm}$, $w_{10} = 3.2 \text{ mm}$, $w_{11} = 1.6 \text{ mm}$, $l_1 = l_2 = 13 \text{ mm}$, $l_3 = 26 \text{ mm}$ 。

图8(a)所示为双频功率合成网络的S参数曲线。将 2×2 个超表面单元合成的一个子阵列与功率合成网络相结合, 进行联合仿真, 图8(b)所示为子阵列的能量收集效率, 可见在 2.45 和 5.80 GHz 这 2 个频点上, 子阵列的效率分别可以达到 94.7% 和 94.3%。

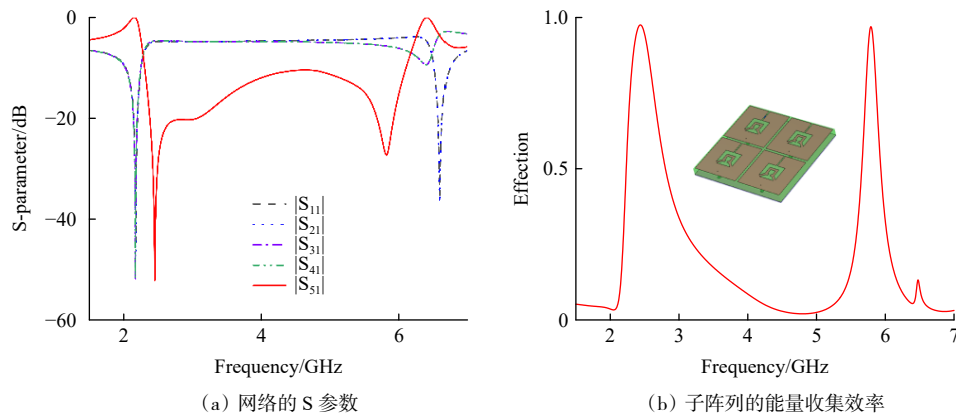


图8 双频功率合成网络的性能

1.3 双频整流系统

双频整流系统的基本结构如图9(a)所示, 其主要包括整流电路、谐波抑制电路和阻抗匹配电路3部分。系统的输出端接直流负载 R_{L2} , 其最优值需要仿真优化得到。整流系统的介质材料和前面双频合成网络一样, 均为厚度为 0.5 mm 的 F4B 材料。为了简化整个能量合成网络, 同时减小能量损耗, 最终优化后设计每个双频整流系统的输入端接 2 个 2×2 子阵

列, 如图9(b)所示。

1.3.1 整流电路

整流电路是双频整流系统的核心组成部分, 其设计的关键是电路拓扑结构和整流二极管的选择。本设计中选用单阶倍压整流电路, 能够在较宽的输入功率范围内保持良好的整流效率和较高的输出电压。目前在电磁能量收集应用中使用最广泛的整流二极管是肖特基势垒二极管, 其导通电压低、工作频率高,

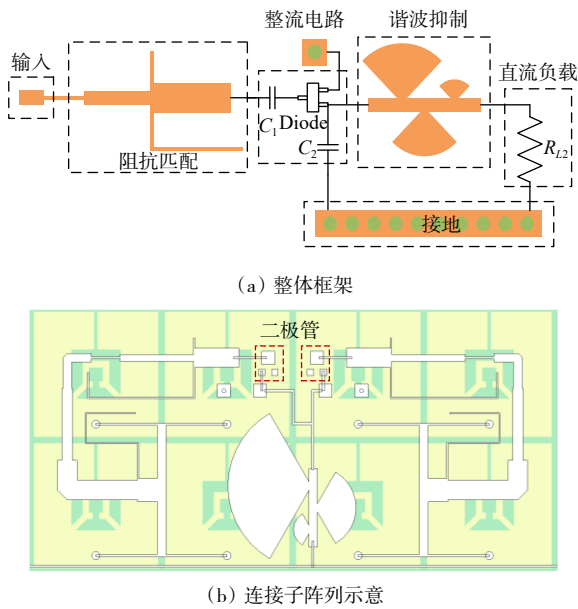


图9 双频整流系统

且在微波频段具有高速切换的能力。在 ADS(advanced design system)软件中,采用单阶倍压的拓扑结构对常见肖特基二极管的性能进行仿真,其整流效率随输入功率的变化关系如图10所示。从图中可以看出,当输入功率小于5 dBm时,HSMS-2850的整流效

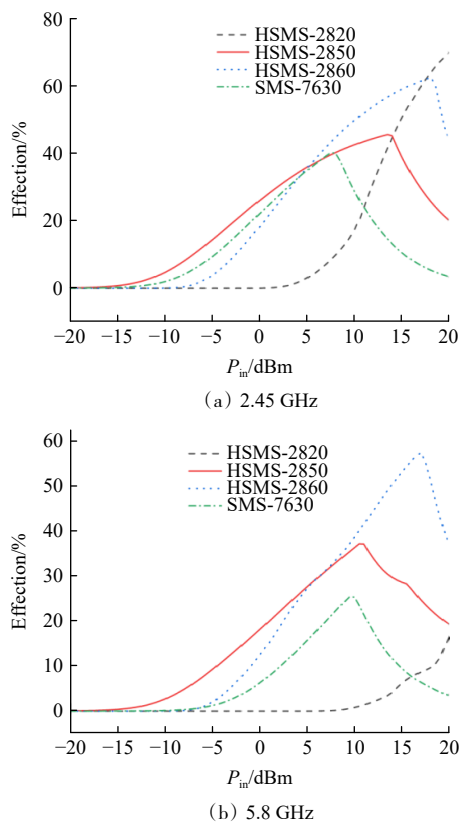


图10 常见肖特基二极管的整流效率随输入功率的变化

率相对较优,更适合构建低输入功率下的整流电路。这也正是本设计中的选择。需要说明,整流电路中的隔直电容 C_1 和 C_2 均为 100 pF。

1.3.2 谐波抑制电路

经过整流电路后,输入射频信号转化为直流,但由于二极管的非线性,输出的直流信号会伴随有高次谐波分量。为了在终端负载上获得稳定的直流能量,需要在整流电路和负载之间增加一个直通滤波器来完成谐波抑制,其作用是抑制或反射直流能量中的高次谐波分量。为了简化电路的设计,这里只考虑基波和二阶谐波分量的抑制。

本设计中采用加载扇形枝节的微带滤波器实现谐波抑制的功能。为了实现双频整流系统的小型化,设计中仅用3个扇形开路枝节实现对这4个频率波的抑制,其基本结构如图11(a)所示,相关的尺寸参数为: $w_{17}=1.32$ mm, $l_4=12$ mm, $l_5=5.5$ mm, $l_6=2$ mm, $l_7=2$ mm, $l_8=2$ mm。此外,3个扇形开路枝节张角均为 120° 。双频谐波抑制网络的仿真 S 参数如图11(b)所示。可见信号在基频和二次谐波,即 2.45、4.90、5.80 和 11.60 GHz 处的衰减($|S_{21}|$)依次为 -43.9、-27.3、-37.6 和 -31.1 dB。说明所设计的电路具有良好的带阻特性,

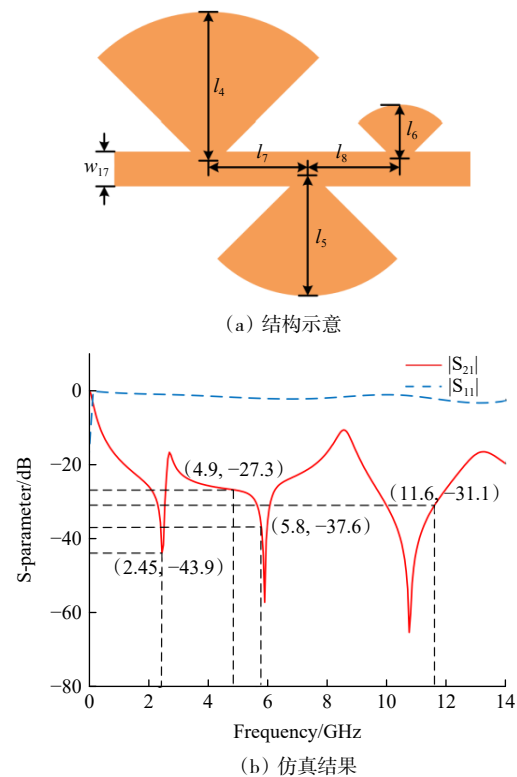


图11 双频谐波抑制网络

能够对信号的基频和二次谐波起到良好的抑制作用。

1.3.3 双频阻抗匹配网络

图 12 所示为输入功率为 0 dBm 时, 前述单阶倍压整流电路的输入阻抗和工作频率之间的关系。可见当工作频率为 2.45 和 5.80 GHz 时, 整流电路的输入阻抗分别为 $(85.4-j77.8) \Omega$ 和 $(18.7-j26.6) \Omega$ 。如前所述, 图 7(b) 中端口 P_1 处的阻抗为 50Ω 。因此, 在功率合成网络和整流电路之间, 设计了双频阻抗匹配网络, 其兼具低通滤波和阻抗匹配 2 种功能。

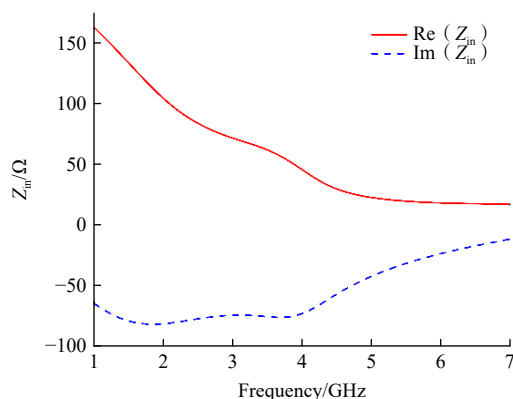
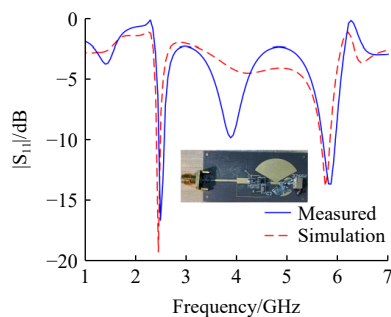


图 12 整流电路的输入阻抗与工作频率的关系

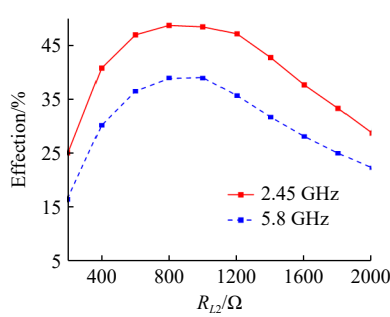
双频阻抗匹配网络基本结构如图 13(a) 所示, 其中开路线段 l_{10} 与 l_{13} 用来匹配整流电路阻抗的虚部。由图 13(b) 可知, 当 $Z_{in}=(85.4-j77.8)\Omega$ 时, 双频阻抗匹配网络的反射系数在 2.45 GHz 时最优。而当 $Z_{in}=(18.7-j26.6)\Omega$ 时, 在 5.8 GHz 时, 反射系数最小。最终得到双频阻抗匹配网络的详细尺寸如下: $w_{18}=3.2 \text{ mm}$, $w_{19}=0.2 \text{ mm}$, $w_{20}=0.3 \text{ mm}$, $w_{21}=1.0 \text{ mm}$, $w_{22}=0.2 \text{ mm}$, $l_9=6 \text{ mm}$, $l_{10}=3 \text{ mm}$, $l_{11}=4 \text{ mm}$, $l_{12}=12 \text{ mm}$, $l_{13}=26 \text{ mm}$ 。

1.3.4 双频整流系统整体性能

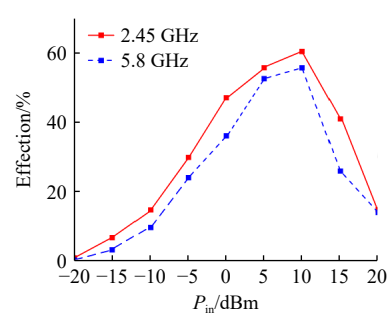
在完成各部分的设计后, 对图 9(a) 所示整流系统



(a) $|S_{11}|$



(b) 效率随着负载的变化

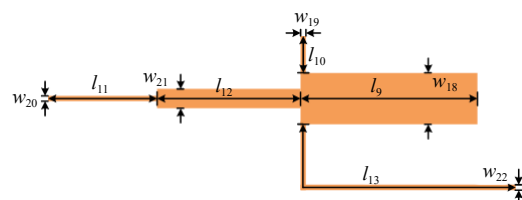


(c) 效率随着输入功率的变化

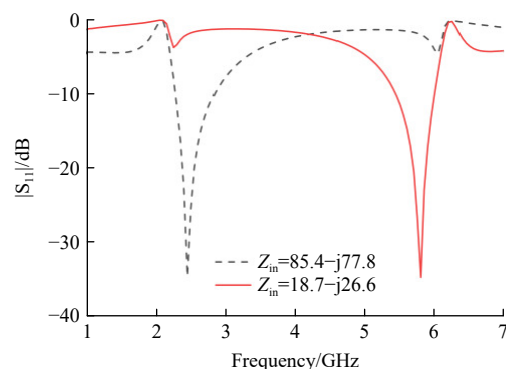
图 14 双频整流系统性能测试

进行原理图与版图联合仿真, 并加工实物进行测试。

图 14(a) 所示为整流系统的 $|S_{11}|$ 曲线, 实测得到的谐振频率分别为 2.48 和 5.86 GHz, 与仿真的 2.45 GHz 和 5.80 GHz 基本一致。图 14(b) 所示为 $P_{in}=0 \text{ dBm}$ 时, 整流效率随着 R_{L2} 的变化趋势。可以看出当 R_{L2} 在 600~1200 Ω 的范围内时, 电路的整流效率保持稳定, 但是当 R_{L2} 大于 1200 Ω 时, 整流效率出现了明显的下降趋势, 本设计中最终选定 $R_{L2}=800 \Omega$ 。图 14(c) 所示为 $R_{L2}=800 \Omega$ 时, 双频整流电路的效率随着输入功率的变化情况。可以看出随着输入功率的提高, 整流效率有一个逐渐升高的趋势, 但是当输入功率高于 10 dBm 时, 其又有了明显的衰减。当输入功率为 5~10 dBm 时, 电路在 2.45 和 5.80 GHz 处, 都有 50% 以上的整流效率。此外, 当 $R_{L2}=800 \Omega$, $P_{in}=10 \text{ dBm}$ 时, 双频整



(a) 基本结构



(b) $|S_{11}|$

图 13 双频阻抗匹配网络

流电路在 2.45 GHz 的最佳整流效率为 60.2%, 在 5.80 GHz 的最佳效率为 56.1%。

2 系统测试与分析

为了验证所设计双频整流超表面的性能,加工了 24×24 个单元组成的试验件进行测试。测试原理框图和实测场景如图 15 所示,实验中还用到了射频信号源、功率放大器、发射天线、万用表和拱形架等设备。

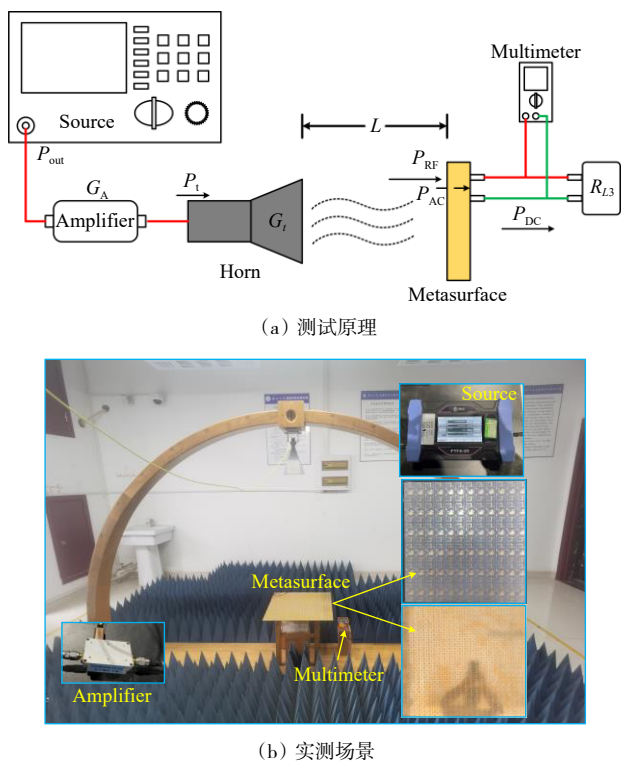


图 15 双频整流超表面实测

设定信号源的输出功率 $P_{out} = -10$ dBm, 经增益 $G_A = 30$ dB 的功率放大器后, 将 $P_t = 20$ dBm 的信号馈入喇叭天线。喇叭天线的增益为 $G_t = 18$ dB。为了保证整流超表面上的入射功率为 $P_{RF} = 0$ dBm, 即 2×2 子阵列上功率密度 $S_t = 62.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, 根据公式

$$S_t = \frac{P_t G_t}{4\pi L^2} \tag{7}$$

可求得喇叭天线和整流超表面之间的距离 $L \approx 0.89$ m。类似地, 当 $P_{RF} = 10$ dBm 时, 可求得 $L \approx 0.28$ m。

整流超表面将吸收到的电磁波转换为直流的效率 (η_{RF-DC}) 为

$$\left. \begin{aligned} \eta_{RF-DC} &= \frac{P_{AC}}{P_{RF}} \times \frac{P_{DC}}{P_{AC}} \\ P_{RF} &= S_t \times A_p \end{aligned} \right\} \Rightarrow \eta_{RF-DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_{L3} S_t A_p} \tag{8}$$

式中, A_p 表示超表面子阵列的面积, P_{RF} 表示到达超表面的射频功率, P_{AC} 表示超表面感应到的交流功率, P_{DC} 表示整流超表面输出的直流功率, V_{DC} 表示电阻输出负载电阻 R_{L3} 两端的测量电压。

如前分析, 单个整流电路的最佳负载值为 800Ω 。分析整个阵列的串-并联关系, 整流超表面的输出端负载 $R_{L3} \approx 6 \Omega$ 。表 1 和表 2 中分别给出了当 $P_{RF} = 0$ dBm 和 10 dBm 时, 不同 R_{L3} 对应的输出电压及 η_{RF-DC} 。从表 1 中可以看出, 当 $R_{L3} = 10 \Omega$ 时, η_{RF-DC} 在 2.45 和 5.80 GHz 处的最佳值分别为 48.2% 和 37.7%。从表 2 中可以看出当 $R_{L3} = 10 \Omega$ 时, η_{RF-DC} 在 2 个频点处的最佳值分别为 57.2% 和 51.1%。需要说明的是, 在实验测试时用 10Ω 的电阻代替了理论计算的 6Ω 。

表 1 $P_{RF} = 0$ dBm 时整流超表面的实测效率

R_{L3}/Ω	2.45 GHz		5.80 GHz	
	V_{DC}/mV	$\eta_{RF-DC}/\%$	V_{DC}/mV	$\eta_{RF-DC}/\%$
3.7	14.36	38.7	12.68	30.2
10	26.3	48.2	23.3	37.7
23	34.9	36.8	30.4	27.8
34	35.3	25.4	33.3	22.6
47	38.8	22.3	36.1	19.3
76	39.4	14.2	37.2	12.7

表 2 $P_{RF} = 10$ dBm 时整流超表面的实测效率

R_{L3}/Ω	2.45 GHz		5.80 GHz	
	V_{DC}/mV	$\eta_{RF-DC}/\%$	V_{DC}/mV	$\eta_{RF-DC}/\%$
3.7	52.0	50.7	47.4	42.2
10	93.1	57.2	89.9	51.1
23	128.4	49.8	123.0	45.7
34	135.3	37.4	130.0	34.6
47	138.4	28.3	132.6	26.0
76	146.0	19.5	135.2	16.7

图 16 所示为当 $P_{RF} = 0$ dBm 时, 不同入射角下整流超表面的转换效率。可见当 $f = 2.45$ GHz 时, 整流超表面的效率在 $0^\circ \sim 40^\circ$ 的入射角范围内变化较为平缓。当入射角大于 40° 时, 效率急剧下降。当 $f = 5.80$ GHz 时, 效率平缓变化的范围减小为 $0^\circ \sim 30^\circ$ 。显然, 和图 6 的仿真结果比较, 整流超表面的宽入射角特性有所恶

化。分析原因,一方面,仿真时模拟的是无限大周期边界,而实测时阵面大小有限;另一方面,这可能是由实验条件及加工误差导致的。

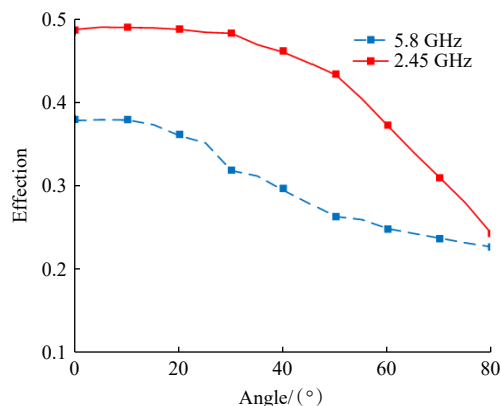


图 16 $P_{RF}=0$ dBm 时不同入射角下 RF-DC 转换效率测量

3 结论

传统整流天线作为微波无线能量收集系统的接收部分时增益较低,且难以保持高转换效率。针对这些不足,本研究实现了具有高收集效率和宽入射角特性的双频整流超表面。首先,利用具有强谐振特性的并联 SRR 结构加以金属柱进行能量收集,该结构在 2.45 和 5.80 GHz 处的吸收效率都高达 90% 以上,且具有宽入射角特性。此外,还设计了一款用于低功率密度环境下的双频整流电路,并将超表面阵列与整流电路整合并加工实测。结果显示,该整流超表面具有电磁能量收集与整流性能且具有宽入射角特性,当工作频率为 2.45 GHz 时,入射波在 $\pm 40^\circ$ 的角度范围内具有高 RF-DC 效率;当工作频率为 5.80 GHz 时,入射角在 $\pm 30^\circ$ 范围内 RF-DC 效率稳定。

参考文献 (References)

[1] Pinuela M, Mitcheson P D, Lucyszyn S. Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(7): 2715–2726.

[2] Popovic Z, Korhummel S, Dunbar S, et al. Scalable RF energy harvesting[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, 62(4): 1046–1056.

[3] Basir A, Yoo H. Efficient wireless power transfer system with a miniaturized quad-band implantable antenna for deep-body

multitasking implants[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, 68(5): 1943–1953.

[4] 司黎明, 马天宇, 党晨阳, 等. 无线输能超表面技术研究进展[J]. *科技导报*, 2025, 43(18): 23–40.

[5] 刘久春, 杨雪霞. 一种新型高效能量收集三频整流天线[J]. *上海大学学报(自然科学版)*, 2023, 29(1): 95–104.

[6] Landy N I, Sajuyigbe S, Mock J J, et al. Perfect metamaterial absorber[J]. *Physical Review Letters*, 2008, 100(20): 207402.

[7] Ramahi O M, Almoneef T S, AlShareef M, et al. Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting[J]. *Applied Physics Letters*, 2012, 101(17): 173903.

[8] Yu F, He G Q, Yang X X, et al. Polarization-insensitive metasurface for harvesting electromagnetic energy with high efficiency and frequency stability over wide range of incidence angles[J]. *Applied Sciences*, 2020, 10(22): 8047.

[9] Ghaderi B, Nayyeri V, Soleimani M, et al. Pixelated metasurface for dual-band and multi-polarization electromagnetic energy harvesting[J]. *Scientific Reports*, 2018, 8: 13227.

[10] Ghaneizadeh A, Mafinezhad K, Joodaki M. Design and fabrication of a 2D-isotropic flexible ultra-thin metasurface for ambient electromagnetic energy harvesting[J]. *AIP Advances*, 2019, 9(2): 025304.

[11] Amin M, Almoneef T S, Siddiqui O, et al. An interference-based quadruple-L cross metasurface absorber for RF energy harvesting[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(10): 2043–2047.

[12] Erkmén F, Ramahi O M. A scalable, dual-polarized absorber surface for electromagnetic energy harvesting and wireless power transfer[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(9): 4021–4028.

[13] Lee K, Hong S K. Rectifying metasurface with high efficiency at low power for 2.45 GHz band[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2020, 19(12): 2216–2220.

[14] Aldhaeabi M A, Almoneef T S. Highly efficient planar metasurface rectenna[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 214019–214029.

[15] Li L, Zhang X M, Song C Y, et al. Compact dual-band, wide-angle, polarization-angle-independent rectifying metasurface for ambient energy harvesting and wireless power transfer[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(3): 1518–1528.

[16] Yu F, Yang X X, Yi Z X, et al. Miniaturized polarization-insensitive rectifying metasurface for powering Internet of Things devices[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(7): 1637–1641.

[17] Song C W, Wei Y Q, Wang J Y, et al. A wide-angle incidence, broadband rectified metasurface for radar frequency

- band EM energy harvesting and wireless power transfer[J]. *Optics & Laser Technology*, 2024, 174: 110544.
- [18] He Z J, Deng L W, Zhang P, et al. Wideband high-efficiency and simple-structured rectifying metasurface[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, 71(7): 6202–6207.
- [19] He Z J, Qiu L L, Zhang P, et al. A high-efficiency rectifying metasurface with four operating bands[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(10): 2387–2391.
- [20] Wang H Y, Cheng F, Gu C. A single-layer efficient polarization-insensitive electromagnetic rectifying metasurface for wireless power transfer[J]. *Applied Physics Letters*, 2023, 122(26): 261703.
- [21] 应荧莹. 宽带双频Wilkinson功分器的研究和设计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2010.

Research and design of dual-band rectifying metasurface for ambient radio frequency energy harvesting

WU Handong¹, REN Yuhui^{2*}, ZHENG Jianan³

1. Xi'an HengDa Microwave Technology Development Co., Ltd., Xi'an 710100, China
2. School of Electronic Information, Northwest University, Xi'an 710127, China
3. Northwest Institute of Electronic Equipment (NWIEE), Xi'an 710065, China

Abstract In next-generation electronic information systems, ambient wireless energy harvesting (WEH) has emerged as a prominent research frontier. This work first presents a dual-band metasurface-based energy harvester leveraging an open split-ring resonator (SRR) architecture, achieving absorption efficiencies exceeding 90% at both 2.45 and 5.80GHz. Second, we propose a dual-band rectification system tailored for low-power-density environments, implemented via a single-stage voltage-doubler topology that jointly optimizes harmonic suppression and impedance matching. Under a load resistance of 800 Ω and an input power of 0 dBm, the RF-DC conversion efficiency reaches 53.5% at 2.45 GHz and 38.2% at 5.8 GHz. Third, a dual-band energy combining network is introduced to integrate the harvester and rectifier into a rectifying metasurface. Experimental validation confirms overall conversion efficiencies of 48.2% at 2.45 GHz and 37.7% at 5.8 GHz. Notably, the proposed rectifying metasurface maintains robust rectification performance over incident angles of $\pm 40^\circ$ at 2.45 GHz and $\pm 30^\circ$ at 5.8 GHz. Collectively, this design simultaneously addresses three critical challenges—low incident power sensitivity, dual-band operation, and wide-angle incident—demonstrating strong integration capability.

Keywords wireless energy harvesting; rectifying metasurface; energy synthesis; harmonic suppression circuit ●



(责任编辑 徐丽娇)