

大频率比的毫米波频率可重构滤波天线*

杨国¹⁾ 施鸿强¹⁾ 黎小聪²⁾ 肖如奇^{1)†} 齐世山¹⁾ 吴文¹⁾

1) (南京理工大学电子工程与光电技术学院, 近程射频感知芯片与微系统教育部重点实验室, 南京 210094)

2) (中国电子科技集团公司第五十五研究所, 南京 210016)

(2024 年 10 月 25 日收到; 2024 年 11 月 15 日收到修改稿)

针对现有毫米波频率可重构天线频率调谐比小的问题, 本文设计了一款宽频带双频毫米波频率可重构滤波天线. 天线以 PIN 二极管为重构开关, 选择阶梯阻抗谐振器作为可重构带通滤波器, 并加载 U 型枝节引入陷波; 通过微带线-带状线过渡馈电结构将滤波器与 Vivaldi 天线级联, 并设计了金属腔隔离辐射和滤波两部分, 有效降低了电磁干扰和交叉极化. 测试结果显示: PIN 二极管处于导通状态时, 天线工作在 25.9—28.6 GHz, 最大增益为 8.83 dBi; PIN 二极管处于断开状态时, 天线工作在 32.6—35.9 GHz, 最大增益为 9.97 dBi; 可重构中心频率比达到了 1:1.26, 两个频带的交叉极化电平平均低于 -20 dB.

关键词: 毫米波天线, 滤波天线, 频率可重构, PIN 二极管**PACS:** 84.40.Ba, 84.40.Ua, 84.40.-x**DOI:** 10.7498/aps.74.20241494**CSTR:** 32037.14.aps.74.20241494

1 引言

在过去的十年中, 频率可重构天线由于能够覆盖多个频段而受到了广泛的关注. 与多频段天线^[1]和宽频带天线^[2]相比, 频率可重构天线具有工作频带宽、频谱利用效率高、减少多径效应等显著特点. 频率比是衡量天线频率调谐跨度的一个重要指标, 例如应用于微波频段和毫米波频段的跨频段天线可以实现大频率比^[3-5], 能有效应对微波频段的频谱拥挤情况和提升抗干扰能力. 为应对 5G 高速率通信的需求, 设计一种能在两个频段工作且具有较大频率比的天线是一种可取的选择^[6]. 尽管频率可重构天线在微波频段已经进行了广泛研究, 但在毫米波频段仍具有较大的挑战. 例如, 大多数常用的调谐元件在毫米波频率下都无法使用, 而且若调谐元件的电气尺寸较大, 对辐射场有很大影响^[7].

目前, 频率可重构天线已经可通过多种开关实现, 例如 PIN 二极管, 射频微机电系统开关 (RF-MEMS), 相变材料制成的射频开关等. Patriotis 等^[8]通过集成射频 PIN 二极管开关改变环形谐振器带通滤波器的通带, 实现了 Ka 波段频率范围 28.75—30.55 GHz 的重构. Kumar 和 Sailaja^[9]在椭圆贴片天线表面上集成了 4 个 RF-MEMS 开关, 选择不同的开关模式控制贴片天线尺寸和谐振频率, 实现了频率和辐射方向图的双谐振带可重构. 文献^[10,11]将二氧化钒薄膜与超表面结构相结合, 分别采取电流激励/电流温度混合激励, 设计实现了大范围频率可重构的超表面天线. 无独有偶, Kim 和 Oh^[12]将液晶嵌入多层 PCB 板中, 通过给液晶施加直流电压引起其相对介电常数的变化来实现频率可重构. 另外, Jilani 等^[13]在聚对苯二甲酸乙二醇酯制成的柔性材料上印刷缝隙天线, 通过开关实现 Ka 波段的调谐. 其中成本低、可靠性高

* 国家自然科学基金 (批准号: 62271257) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: xiaoruqi_ee@njjust.edu.cn

的 PIN 二极管已被广泛使用, RF-MEMS 开关虽具有高功率的处理能力, 但其使用受到开关速度慢的限制^[14], 而特殊相变材料制成的射频开关由于制备成本高、加工工艺难、偏置电压高等因素, 该方向的发展受到一定的制约.

此外, 频率可重构也可利用调谐馈电网络实现, 如 Choi 等^[15]在单传输线上使用多掷拓扑结构作为馈电网络, 实现了 Ka 波段两个较近谐振频带的重构; Sun 等^[16]提出新型滤波天线馈电网络, 通过控制同相/异相可重构滤波功率分配器中的变容二极管, 可提供连续的可重构滤波响应, 但这类重构方式往往采取较复杂天线结构, 且实际实现的频率调谐比也不具竞争力. 由于频率可重构天线的本质是滤波器的可重构^[7], 因此一些研究将目光聚焦到滤波天线^[17,18], 试图将可重构部分与辐射部分分离开并利用滤波器的特性实现频率可重构, 而这无疑可以进一步提升无线电系统的集成度和紧凑性^[19]. 6 GHz 以下频段, 文献^[20,21]分别通过在贴片天线边缘加载 PIN 二极管控制短路引脚和天线辐射结构上集成三组变容二极管, 设计了 S 波段的频率可重构滤波天线. 对于 Ka 波段研究, Tewari 等^[22]将对拓型 Vivaldi 基片集成波导天线与 U 型双带通滤波器级联在同一平面上, 其中对拓 Vivaldi 天线和 U 型级联谐振器分别实现 25.72 GHz 和 28.38 GHz 的频率可重构, 但该天线双频带的最大辐射方向不一致, 且增益、频率调谐比也不具有优势. Patriotis 等^[23]将可重构的方环形谐振器滤波器与圆极化天线的辐射部分级联, 通过 PIN 二极管开关改变谐振器物理结构, 使得天线在 23.75—30.1 GHz 实现四个频段的切换, 但相邻工作频段间均存在重叠且频率比也偏小.

本文采用超宽带 Vivaldi 双面天线与可重构带通滤波器级联的方式, 其中 Vivaldi 双面天线运用反相电场抵消的原理以实现阻抗匹配和减轻耦合效应^[24], 可重构滤波结构集成在馈线上, 具有结构灵活和可拓展的特点. 通过加载 PIN 二极管设计了一款可实现 Ka 波段内两个频段可重构的滤波天线, 为解决 PIN 二极管在毫米波频段的阻抗匹配问题, 使用高隔离度的偏置网络, 并根据等效电路和仿真模拟最终确定 SIR 结构的高低阻抗线导纳比, 实现了毫米波 Ka 波段的大频率调谐比. 为了降低滤波天线的辐射方向图交叉极化, 在天线的馈线、滤波器与天线过渡结构加载金属化过孔, 并

为滤波器设计了一个金属腔, 最终实现了 Vivaldi 滤波天线的交叉极化电平低于 -20 dB. 实测结果表明, 毫米波频段内频率调谐比达到 $1:1.26$, 频率可重构性得到验证.

2 天线设计与分析

2.1 可重构带通滤波器结构与设计

所提出的滤波器拓扑设计在 0.254 mm 厚的 Rogers 5880 基板 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$) 上, 如图 1 所示, 基板总尺寸为 (10 mm $\times$ 20 mm $\times$ 0.254 mm). 可重构带通滤波器由微带平行耦合线^[25,26]、中心加载短路枝节的阶梯阻抗谐振器 (SIR)、PIN 二极管、偏置网络、U 型枝节构成.

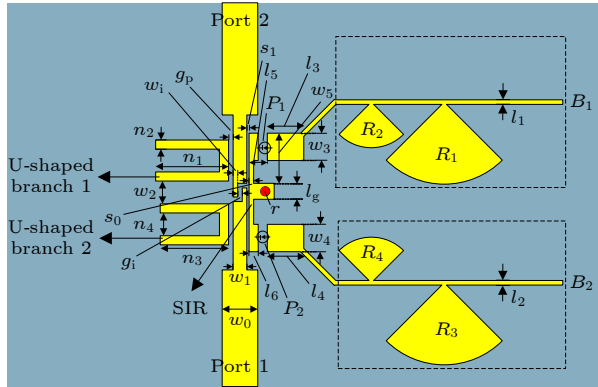


图 1 可重构滤波器结构

Fig. 1. Reconfigurable filter structure.

SIR 又称双模带通滤波器^[27,28], 滤波器的可重构响应由阶梯阻抗谐振器开路端的电长度决定. 谐振器负载的电长度改变可通过 PIN 二极管控制是否连接开路枝节来实现, 从而改变滤波器的工作带通频带, 因此合理设计谐振器的结构可初步确定频率调谐比. 当两个开关均处于导通状态, 阶梯阻抗谐振器的等效电长度变大, 此时谐振模式处于低频段. 同理当两个开关均处于断开状态, 此时开路端枝节变短, 等效电长度变小, 谐振模式处于高频段. SIR 结构加载直流偏置网络 B_1, B_2 等效电路模型如图 2 所示. SIR 通过加载两个 PIN 二极管开关 (即 MA4AGP910) P_1 和 P_2 来控制开路段的两个短截线 l_3, l_4 连接状态, 最终实现频带的可重构.

PIN 二极管导通状态可建模为一个等效的集总电阻 ($R_d = 5.2 \text{ } \Omega$) 和一个电感 ($L_{so} = 0.2 \text{ nH}$) 串联, 断开状态可建模一个等效的集总电容 ($C_p = 0.018 \text{ pF}$) 和一个电阻 ($R_p = 300 \text{ k}\Omega$) 并联, 再与

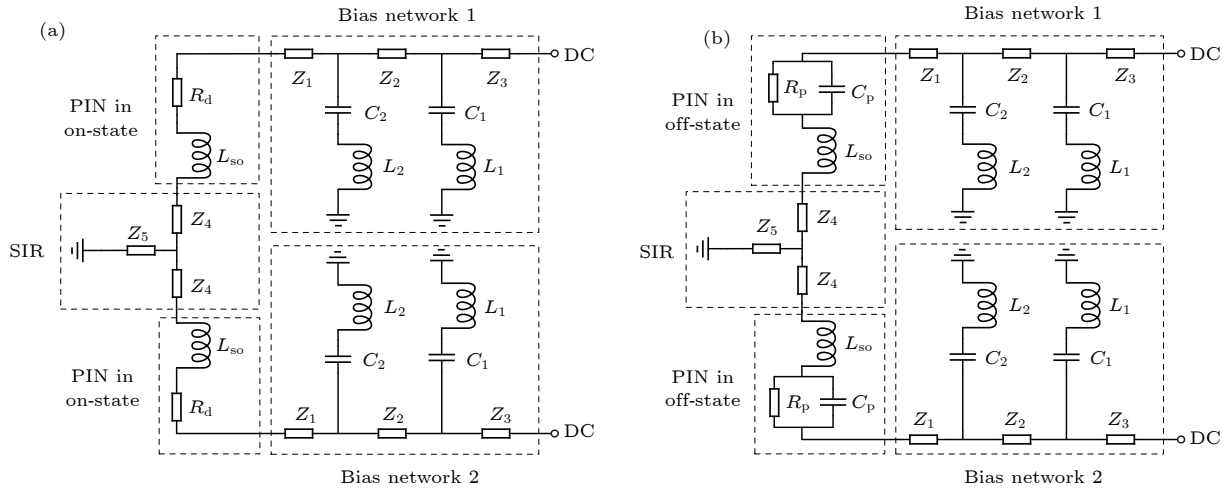


图2 SIR结构加载直流偏置网络的等效电路模型 (a) PIN二极管导通; (b) PIN二极管断开

Fig. 2. Equivalent circuit model of SIR structure loaded DC bias networks: (a) PIN diodes are on state; (b) PIN diodes are off state.

一个电感 ($L_{so} = 0.2 \text{ nH}$) 串联. 两个 PIN 二极管开关通断状态 (P_1/P_2 : ON/ON, OFF/OFF) 分别通过控制偏置网络 B_1 和 B_2 实现的, 两个 PIN 二极管的直流接地是通过 SIR 结构中心的接地金属柱 ($r = 0.10 \text{ mm}$) 实现的. 此外, 在毫米波频段中, PIN 二极管断开状态的等效电容不仅起开关作用, 还会影响其阻抗匹配^[15]; 由于 PIN 二极管的等效电路参数在较大的频段内并不是恒定的, 为了确保 PIN 二极管等效电容的变化不会造成可重构天线偏离预定阻抗匹配频段, 滤波器设计需要根据等效电路和仿真模拟最终确定 SIR 结构的高低阻抗线导纳比, 并采用高隔离度的偏置网络.

为了适用于宽频带工作, 偏置网络 B_1 和 B_2 的扇形枝节^[29–31] 需设计相应的半径和角度: $R_1 = R_3 = 1.8 \text{ mm}/90^\circ$, $R_2 = R_4 = 1 \text{ mm}/90^\circ$, 其中四分之一波长高阻抗线 l_1 , l_2 等效于电阻, 而扇形枝节等效于电感和隔直电容, 此时偏置网络结构在 20—40 GHz 很宽的频段内其隔离度大于 20 dB, 抑制了射频信号流向偏置网络.

在不影响滤波器性能的情况下, 在微带平行耦合线上耦合两个 U 型枝节^[32], 引入了两个陷波. 陷波位于两个可重构工作频带之间的非工作频段.

U 型枝节 1 形成的陷波位于 32 GHz, 在 PIN 二极管导通时, 可重构滤波器低频段的上阻带拥有更好的带外抑制, 辐射零点更深; U 型枝节 2 形成的陷波位于 30 GHz, 在 PIN 二极管断开时, 可重构滤波器由于陷波紧邻下边带使得下边带更陡峭, 通带选择性更高. 通过适当调整 U 型枝节的长度可调整陷波的位置, 而调整枝节与传输线间的耦合间距可以调整陷波的深浅.

单独对可重构滤波器仿真, P_1/P_2 二极管在导通状态下可覆盖 27.0—29.7 GHz 的低频带, 在断开状态下可覆盖 32.4—38.7 GHz 的高频段. 滤波器的插入损耗在两个频段均小于 2 dB. 集成 PIN 二极管两种状态下滤波器的品质因数分别为: 8.30 (导通), 5.12 (断开). 所提的滤波器采用低阶简易结构, 拥有较好的通带响应, 带外抑制能力略有欠缺. 此滤波器结构具有高灵活性和可拓展性, 因此后续为进一步提升滤波器的带外抑制性能, 可尝试调整 U 型枝节的长度和数量, 中心加载短路枝节的阶梯阻抗谐振器的开路负载长度等方法. 二极管导通和断开对应的滤波器特性如图 3 所示. 滤波器的各项尺寸参数如表 1 所列.

表 1 可重构滤波器的结构参数 (单位: mm)

Table 1. Structural parameters of the reconfigurable filter (unit: mm).

w_0	w_1	w_2	w_3	w_4	w_5	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6
0.78	0.30	0.50	0.60	0.60	0.85	0.07	0.07	0.80	0.80	0.40	0.20
n_1	n_2	n_3	n_4	s_0	s_1	w_i	g_i	g_p	l_g	r	
1.60	0.20	1.50	0.50	0.10	0.05	0.10	0.10	0.10	0.35	0.10	

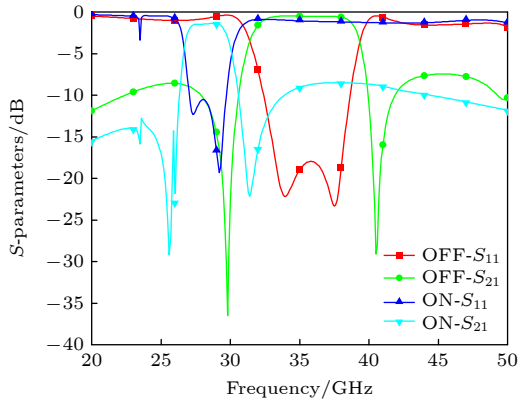


图 3 可重构滤波器 S 参数曲线图

Fig. 3. S -parameters curve of reconfigurable filter structure.

2.2 可重构 Vivaldi 滤波天线设计

为了实现具有端射辐射的频率可重构天线, 将所提出的可重构滤波器与一个超宽带双面 Vivaldi 天线进行集成, 基于超宽带抗干扰性能强、传输速率高、带宽和系统容量大等优点, 设计并制作了一款频率可重构的毫米波滤波天线. 提出的可重构天线的平面和立体结构如图 4 所示. 两层介质板均为 $h = 0.254$ mm 厚的 Rogers 5880, 可重构滤波器通过级联的方式与带状线形式的馈电巴伦连接并介于双层介质板中间. 可重构滤波器集成在微带馈线端, 并连接到 Vivaldi 天线的巴伦馈电输入端口.

为了实现滤波器的输出端口(微带线)与巴伦馈电输入端口(带状线)的良好匹配与连接, 在微带线-带状线的过渡双层板间加载一定数量的金属化过孔. 该设计可有效减小馈线在双层金属间产生的耦合效应, 将 Vivaldi 槽线辐射部分与可重构滤波器和输入馈电网络分隔开. 这种拓扑结构以紧凑的拓扑结构保证了导波和辐射波之间较好的隔离度. Vivaldi 天线的各项尺寸参数如表 2 所列.

超宽带 Vivaldi 双面天线的结构利用近距离天线单元间的强互耦效应, 可以实现反相电场部分或完全抵消的效果. 由于 Vivaldi 天线与可重构滤波器在同一侧, 且二者相距较近, 不可避免会带来耦合效应, 而产生耦合效应的源头为天线和滤波器过渡结构中馈电巴伦, 从双面 Vivaldi 电场分布图(图 5(b)) 可以明显看出, 这种天线的馈电巴伦是通过带状线来实现的, 并且在槽线的起始处是开路状态. 当电磁波经过巴伦时, 由于介质板存在较大的耦合效应, 一部分能量沿着巴伦流向天线, 另一部分则耦合到金属层的边缘. 馈线路径上的耦合和开路处的耦合同时增加了天线边缘处的非辐射能量, 严重影响了天线的交叉极化. 为此选择了一种简单且易于加工的方法, 即通过在馈电线的两边和馈电与天线单元之间添加一排金属化过孔来抑制

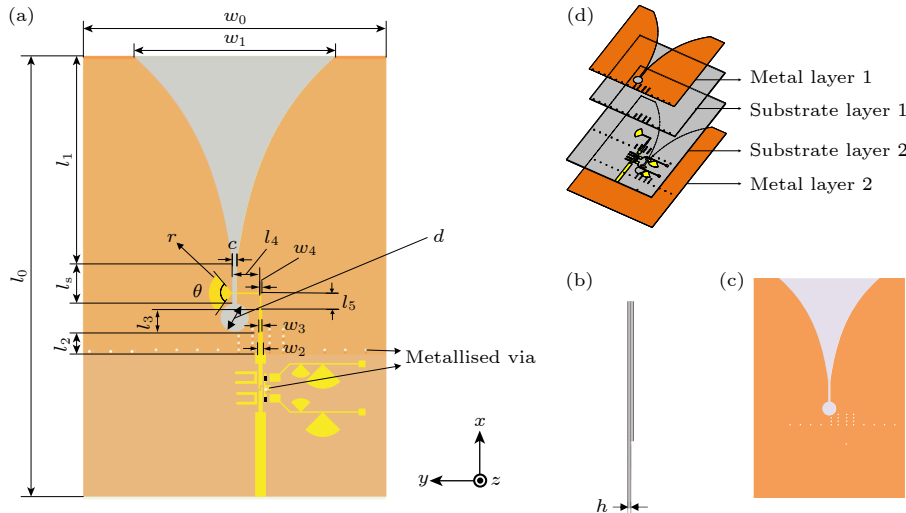


图 4 毫米波频率可重构天线三维视图 (a) 顶面; (b) 侧面; (c) 底面; (d) 三维爆炸图

Fig. 4. Millimetre wave frequency reconfigurable antenna three dimensional (3D) view: (a) Top view; (b) side view; (c) bottom view; (d) 3D exploded view.

表 2 Vivaldi 天线结构参数 (单位: mm)

Table 2. Structural parameters of the Vivaldi antenna (unit: mm).

w_0	w_1	w_2	w_3	w_4	l_0	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_S	d	r	c	h
22.00	14.60	0.34	0.24	0.12	33.00	15.00	1.50	1.70	2.15	1.20	3.00	2.00	1.70	0.30	0.254

耦合效应. 金属化过孔的存在可以横向束缚馈电巴伦的能量, 并纵向隔离辐射区域和馈电区域. 通过优化金属化过孔的位置和排列, 重新分析和仿真电场的分布情况, 如图 5(c) 所示. 通过增加金属化过孔, 使得天线介质基板之间与馈电巴伦和基板之间的耦合减小, 馈电耦合效应得到了有效的抑制, 同时电场主要流动在传输线和槽线上, 从而有效地束缚了馈电能量.

2.3 金属腔设计

传统的馈电方式焊接完后由于介质板过于薄, 容易产生形变甚至将印刷金属层脱落; 若采用 SMA-KFD0851 类似的免焊接的连接, 使用双孔法兰的方式固定, 虽然能很好地连接馈电, 但额外延伸的法兰孔会与可重构滤波器位置重叠, 且后期滤波器要焊接直流导线, 为确保滤波器有充足空间方便焊接, 因此在测试过程中如何减少干扰也是需要考虑的实际问题. 针对馈线和可重构滤波器带来的天线交叉极化的问题, 设计了一个适用本款可重构滤波器的金属腔, 如图 6 所示.

金属腔是上下两个内部空腔的金属盒子, 天线的滤波器部分位于金属腔的内部, 金属腔前面开有

和双层板厚度相同的缝隙, 天线的辐射部分通过该缝隙延伸到金属腔外部. 金属腔内部宽度和天线宽带一致, 内腔高度 2 mm, 约为介质板厚度的 10 倍, 腔壁厚度为 2.5 mm. 金属腔后面通过一个穿墙式的 SMA 连接器与内部的微带线焊接, 并在内部介质板与金属腔之间加载了一些金属柱. 一方面, 由于介质板是平放在内部的, 这些金属柱可以固定内部的介质板位置防止其受到外力而移动; 另一方面, 金属腔内部介质为空气, 自谐振问题是不可避免的, 可通过在腔体内部合理的位置添加一些金属柱进行微扰, 使得自谐振的频点远离天线的工作频段, 从而降低金属腔内部自谐振的影响. 天线先焊接好电源线, 在金属腔上开两个尽量小的通孔, 导线从通孔伸出外部连接直流源, 并根据两个定位销钉确定位置, 最后通过 4 个固定螺孔将滤波部分固定密封. 整个结构对称性高, 同时金属腔将天线的滤波部分和辐射部分隔离开, 有效地减少了彼此间的电磁波干扰.

对不加载金属腔、加载金属腔不加载金属柱、同时加载金属腔和金属柱三种情况的天线进行了 S_{11} 仿真, 如图 7 所示. 从 S_{11} 曲线可以看出, 阻抗匹配几乎没有变化, 而含金属腔不加载金属柱时曲线上出现了较多毛刺, 这就是空腔自谐振的频点.

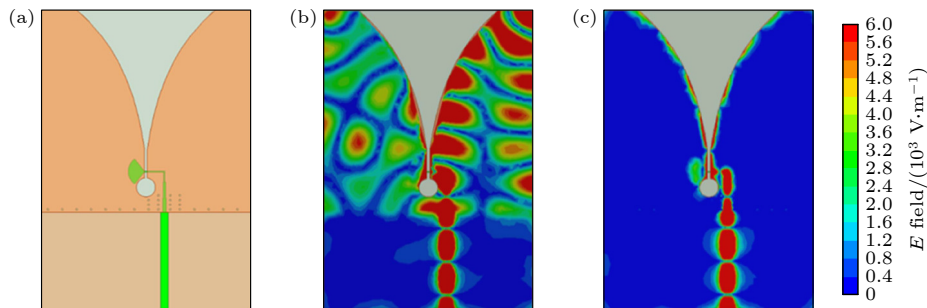


图 5 Vivaldi 双面天线及其加载金属化过孔前后电场分布 (a) 天线结构; (b) 未加载金属化过孔; (c) 加载金属化过孔

Fig. 5. Double-layer Vivaldi antenna and its electric field distribution before and after loaded the metallised via: (a) Antenna structure; (b) unloaded metallised via; (c) loaded metallised via.

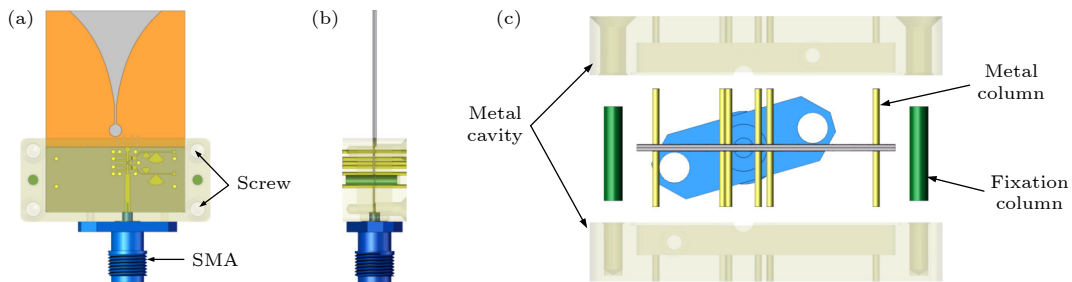


图 6 加载金属腔后天线的三维视图 (a) 顶面; (b) 侧面; (c) 三维爆炸图

Fig. 6. 3D view of antenna loaded metal cavity: (a) Top view; (b) side view; (c) 3D exploded view.

当加载了金属柱后, 曲线明显更平滑, 毛刺明显减少, 说明金属柱的引入能有效改善自谐振的问题, 也验证了前面的预期. 注意到在 28 GHz 存在谐振的原因是加载金属腔后添加金属柱引起的腔体谐振, 这不影响可重构高频段 (33.9—41.6 GHz) 的使

用, 若要消除这一谐振现象, 可以通过改变现有金属柱在金属腔的位置或在腔体内添加额外的金属柱来实现.

从图 8 结果看, 金属腔将天线与可重构滤波器以及馈线隔离开, 不加金属腔时, 滤波器和馈线与

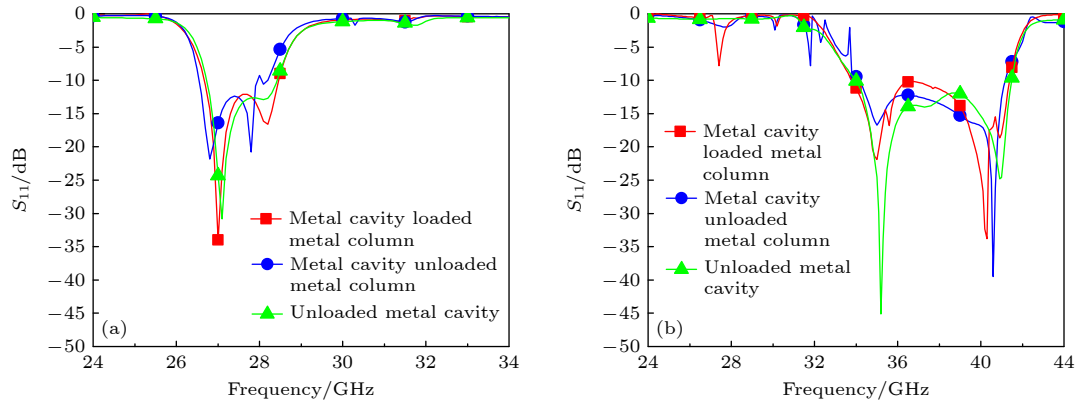


图 7 加载金属腔和金属柱对天线反射系数的影响 (a) PIN 二极管导通; (b) PIN 二极管断开

Fig. 7. Effect of loaded metal cavity and metal column on antenna reflection coefficient: (a) PIN diodes are on state; (b) PIN diodes are off state.

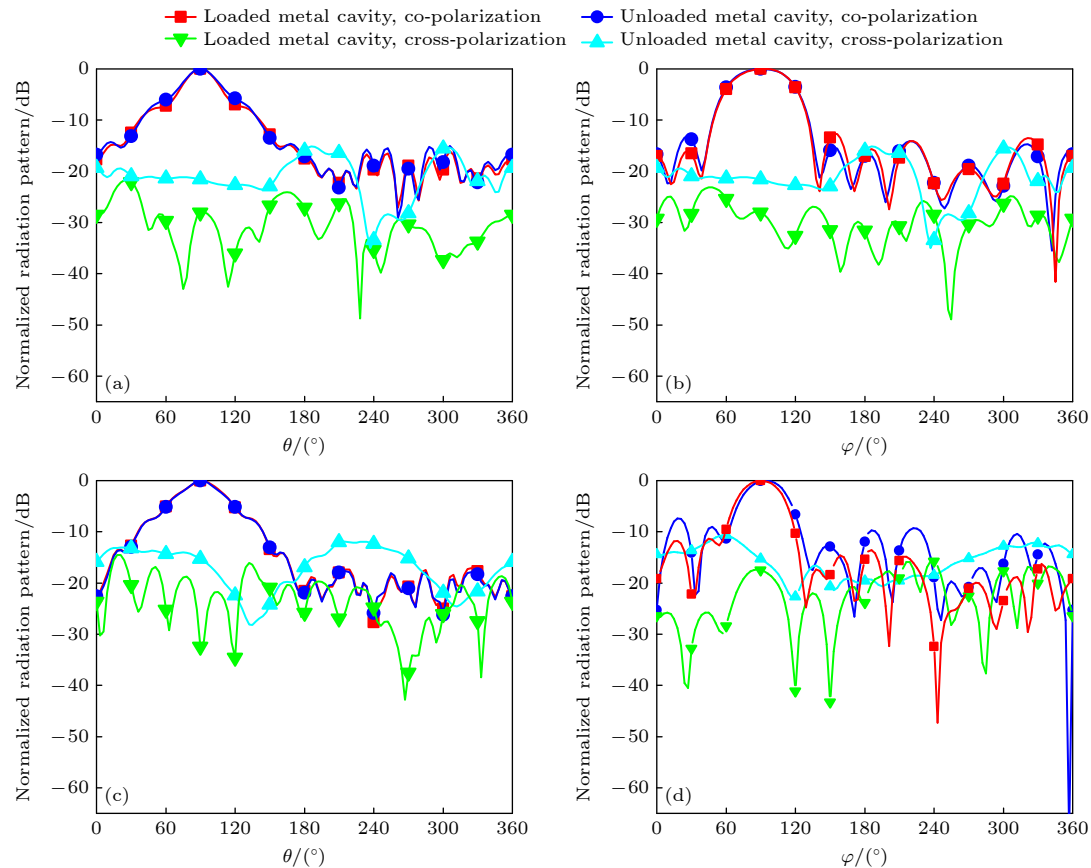


图 8 加载金属腔对天线辐射方向图的影响. PIN 二极管导通, 27 GHz 时 (a) E 面辐射方向图, (b) H 面辐射方向图; PIN 二极管断开, 35 GHz 时 (c) E 面方向图, (d) H 面方向图

Fig. 8. Effect of loaded metal cavity on antenna radiation pattern: (a) PIN diodes are on state, E -plane pattern at 27 GHz; (b) PIN diodes are on state, H -plane pattern at 27 GHz; (c) PIN diodes are off state, E -plane pattern at 35 GHz; (d) PIN diodes are off state, H -plane pattern at 35 GHz.

天线辐射部分在同一侧, 导致彼此间存在电磁干扰, 不受约束的场分布也会导致非预期的极化分量产生. 由于金属腔的引入将滤波器结构屏蔽于内部, 辐射部分关于 E/H 面对称性良好, 电场相消使得天线在两个工作频段内较好地改善了交叉极化.

3 天线实测与讨论

天线的加工实物如图 9 所示. 天线测试与仿真的 S_{11} 结果如图 10 所示. 当两个二极管 P_1/P_2 均导通时, 天线工作在较低频段 25.9—28.6 GHz, 相对带宽为 9.9%, 相比于仿真结果 26.7—28.5 GHz 来说相差不大, 说明实际天线在较低频段阻抗匹配良好. 而当两个二极管 P_1/P_2 均断开时, 根据仿真结果应当工作在 33.9—41.6 GHz 的较高频段, 然而实测的结果显示工作频段只有 32.6—35.9 GHz,

大约向低频偏移了 3.5 GHz, 相对带宽也比仿真结果小 6.7%. 图 11 是天线仿真和实测增益的对比. 其中, 低频段实测增益为 7.58—8.83 dBi, 比仿真的 9.17—11.73 dBi 小 1.6—2 dBi. 增益下降的原因主要有两个, 其一是实际 PIN 二极管自身的插入损耗大于模型的插入损耗, 其二可能是 SMA

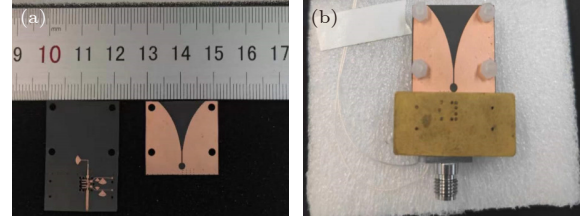


图 9 制作的天线实物图 (a) Vivaldi 天线和可重构滤波器; (b) 加载金属腔的天线

Fig. 9. Photographs of the fabricated antenna: (a) Vivaldi antenna and the reconfigurable filter; (b) the antenna loaded metal cavity.

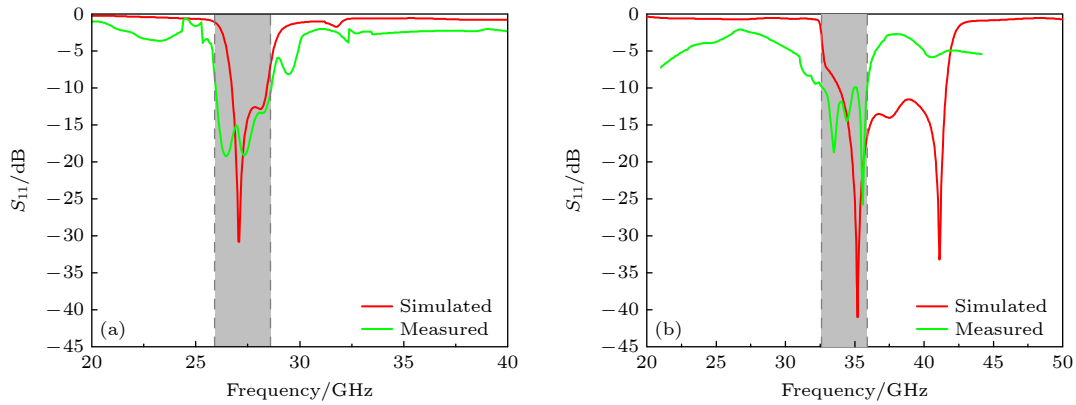


图 10 频率可重构天线仿真与实测反射系数 S_{11} 曲线 (a) PIN 二极管导通; (b) PIN 二极管断开

Fig. 10. Frequency reconfigurable antenna simulated and measured reflection coefficient S_{11} curves: (a) PIN diodes are on state; (b) PIN diodes are off state.

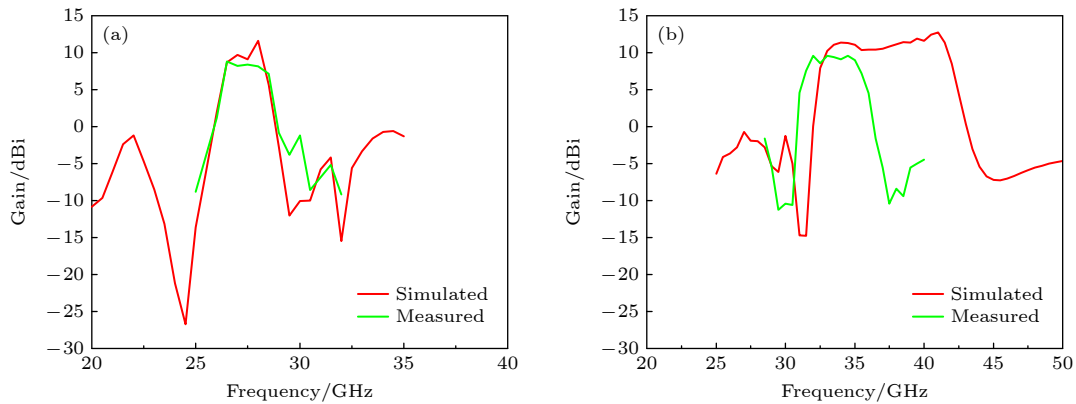


图 11 频率可重构天线仿真与实测增益曲线 (a) PIN 二极管导通; (b) PIN 二极管断开

Fig. 11. Frequency reconfigurable antenna simulated and measured Gain curves: (a) PIN diodes are on state; (b) PIN diodes are off state.

连接头和焊接引起的. 高频段实测增益为 8.47—9.97 dBi, 相比仿真结果也偏小, 且实测频带与仿真频带有较大频偏, 一部分原因和低频时相同, 但主要原因是 PIN 二极管焊接过程中引入了寄生电容和电感.

因此, 明确对该天线设计影响更大的参数是很重要的. 实际二极管具有电阻损耗, 由两个因素决定: 电阻和流经的射频电流. 设计中采用的 PIN 二极管导通电流为 10 mA, 截止漏电流为 10 μ A, PIN 二极管的电阻损耗很小. 因此, 考虑是否为焊接引入的寄生电容和电感导致了频偏现象.

如图 12, 本文通过仿真确定了频偏现象是焊接过程引入的寄生电容造成的. 图 12(a) 中, 在 PIN 二极管等效电路结构中电感 $L_{so} = 0.2$ nH 保持不变, 逐渐引入寄生电容 0.009—0.042 pF, 即当电容

C_p 逐渐从 0.027 pF 增加至 0.060 pF 时, 天线的匹配频段逐渐向低频偏移且阻抗匹配特性变差, 注意到, $C_p = 0.036$ pF 时较为接近实测高频段 S 参数曲线. 因此图 12(b) 中, 固定 $C_p = 0.036$ pF, 逐渐引入寄生电感 0.05—0.2 nH, 即此时电感 L_{so} 从 0.25 nH 增加至 0.4 nH, 天线的匹配频段也出现了向低频偏移现象, 但电感的偏移影响并没有电容显著. 这两个结果均表明, 当 PIN 二极管断开时, 其自身的电参数的变化对于性能影响巨大, 将直接引起频率可重构的高频段偏移, 导致它在天线中的开关效果不理想. 因此, 解决高频段偏移的难点在于妥善处理好阻抗匹配的关系, 本结构中采用了普通焊锡工艺并未在高频段采取额外补偿电路来对抗阻抗失配的影响, 若有加工条件, 可使用芯片级二极管用金丝键合, 会更接近仿真结果.

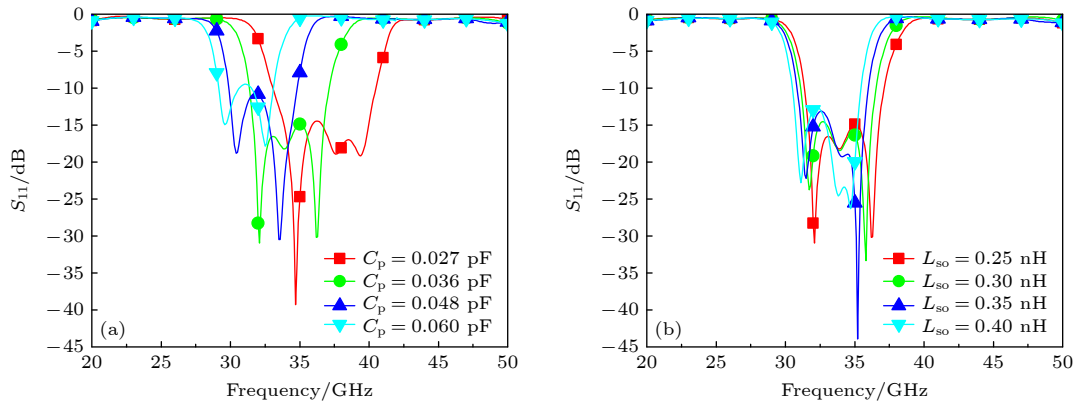


图 12 PIN 二极管的寄生参数对天线反射系数 S_{11} 的影响 (a) C_p 的频率响应; (b) L_{so} 的频率响应

Fig. 12. Effect of parasitic parameters of the PIN diode on the antenna reflection coefficient S_{11} : (a) Frequency response of C_p ; (b) frequency response of L_{so} .

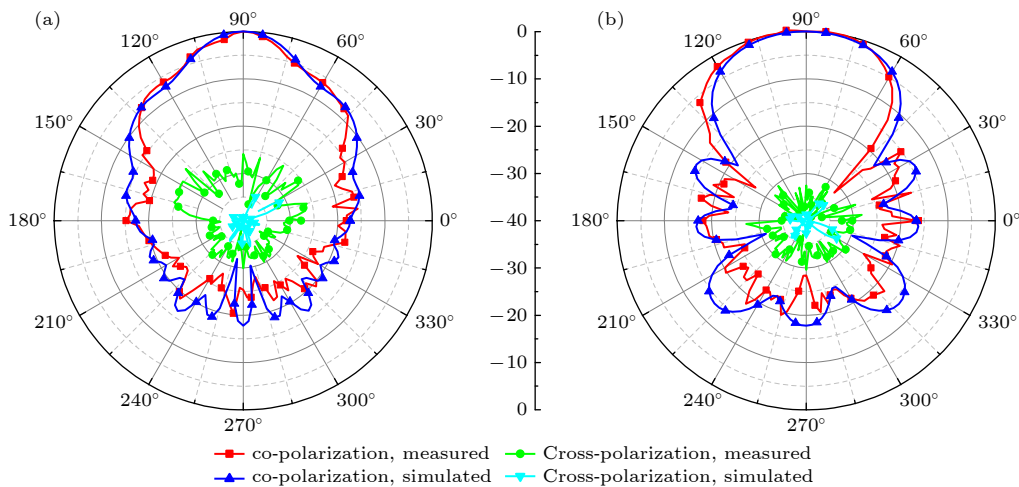


图 13 频率可重构天线 27 GHz 仿真与实测辐射方向图 (a) E 面方向图; (b) H 面方向图

Fig. 13. Frequency reconfigurable antenna at 27 GHz simulated and measured radiation pattern: (a) E -plane pattern; (b) H -plane pattern.

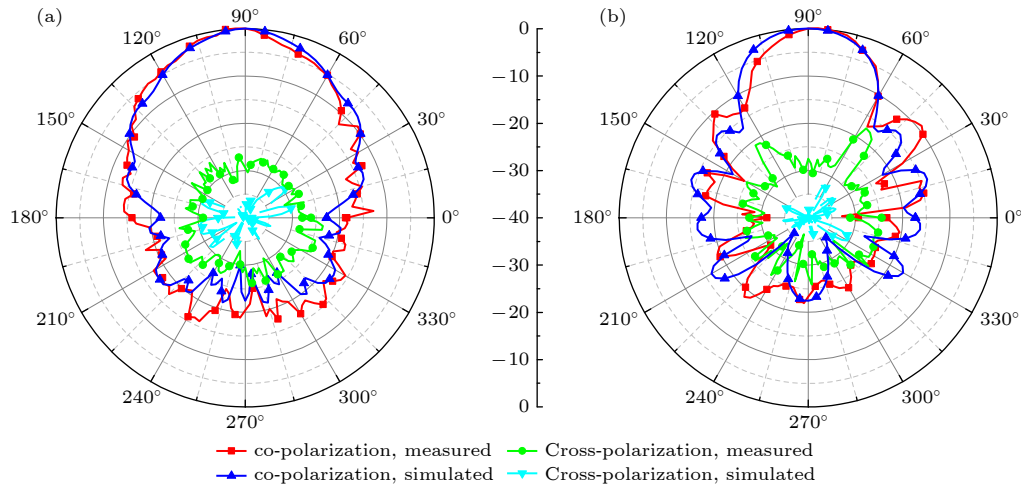
图 14 频率可重构天线 35 GHz 仿真与实测辐射方向图 (a) E 面方向图; (b) H 面方向图

Fig. 14. Frequency reconfigurable antenna at 35 GHz simulated and measured radiation pattern: (a) E -plane pattern; (b) H -plane pattern.

表 3 与其他 Ka 波段频率可重构天线的比较

Table 3. Comparison with other frequency reconfigurable antennas in the Ka-band range.

天线	天线类型	可重构频带/GHz	频率调谐比	可重构方式	开关数量	最大增益/dBi
[12]	微带贴片	27.30—30.10	1:1.10	液晶	N/A	6.5
[15]	孔径缝隙	27.95/28.65	1:1.02	PIN	1	6.4/6.1
[23]	微带贴片	25.00/26.00	1:1.16	PIN	2	13
		27.75/29.05				
本文	Vivaldi	27.25/34.25	1:1.26	PIN	2	8.83/9.97

图 13 和图 14 分别给出两个工作频段内的实测和仿真的方向图对比, 从归一化方向图可以看出, 频率可重构天线在频段切换前后拥有稳定的方向图特性, 其中实测主极化方向图与仿真结果基本符合, 实测的两个频带交叉极化电平平均小于 -20 dB, 相较同类型毫米波 Vivaldi 天线的交叉极化电平位于 -15 dB 以下, 本文设计的天线具有更佳的辐射性能。

表 3 给出了本文设计的天线与其他 Ka 波段频率可重构天线的比较. 可以看出, 本文设计的频率可重构天线在频率调谐比、开关类型和数量以及增益上均有不同程度的优势. 文献 [12] 基于液晶制作了控制开关, 但其可重构过程所需的偏置电压较大, 且增益和频率调谐比均不及本文的设计. 相比于文献 [15] 和文献 [23], 同样利用 PIN 二极管设计的频率可重构天线, 本文设计具有最大的频带跨度, 适中的增益, 使用了两个开关数量, 整体结构简单. 通过使用所提的频率可重构结构, 选择适当的 PIN 二极管、SIR 开路端加载的枝节长度和宽带天线, 原理上可以方便地实现 Ka 波段的频率可重构。

4 结 论

本文提出了一款大频率比的毫米波 Ka 波段频率可重构滤波天线, 加载 PIN 开关实现了两个工作频段的切换. 经过实测, 该天线阻抗带宽分别为 $25.9\text{—}28.6$ GHz 和 $32.6\text{—}35.9$ GHz, 中心频率调谐比达到 1:1.26, 带内增益均大于 7.5 dBi, 交叉极化电平小于 -20 dB, 可以实现沿端射方向的辐射. 在现代雷达、智能通信和认知无线电等领域, 本文设计的宽频带频率可重构滤波天线具有广阔应用前景。

参考文献

- [1] Yang X J, Ge L, Ji Y, Zeng X R, Luk K M 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 6639
- [2] Yuan Z D, Gao J, Cao X Y, Yang H H, Yang Q, Li W Q, Shang K 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 014102 (in Chinese) [袁子东, 高军, 曹祥玉, 杨欢欢, 杨群, 李文强, 商楷 2014 物理学报 **63** 014102]
- [3] Feng L Y, Leung K W 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 340
- [4] Xiang B J, Zheng S Y, Wong H, Pan Y M, Wang K X, Xia

- M H 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 657
- [5] Deng Q J, Pan Y M, Liu X Y, Leung K W 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **71** 1971
- [6] Zou J J, Zhao Y, Yang X J, Ge L, Sun Y X 2023 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **22** 1513
- [7] Chen Q G, Ala-Laurinaho J, Khripkov A, Ilvonen J, Moreno R M, Viikari V 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **71** 6628
- [8] Patriotis M, Ayoub F N, Tawk Y, Costantine J, Christodoulou C G 2021 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **20** 2095
- [9] Kumar Naik K, Sailaja B V S 2024 *IEEE Open J. Antennas Propag.* **5** 673
- [10] Yang W C, Zhou C Y, Xue Q, Wen Q Y, Che W Q 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 4359
- [11] Li J H, Yang W C, Zhou C Y, Xue Q, Wen Q Y, Che W Q 2022 *Radio Engineering* **52** 317 (in Chinese) [李靖豪, 杨琬琛, 周晨昱, 薛泉, 文岐业, 车文荃 2022 *无线电工程* **52** 317]
- [12] Kim J, Oh J 2020 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **19** 1958
- [13] Jilani S F, Rahimian A, Alfadhl Y, Alomainy A 2018 *Flexible and Printed Electronics* **3** 1
- [14] Karthika K, Kavitha K, Darsani S, Preethi B, Pavithra P S 2022 *8th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)* Coimbatore, India, March 25–26, 2022pp907
- [15] Choi J, Park J, Youn Y, Hwang W, Seong H, Whang Y N, Hong W 2020 *Trans. Microw. Theory Tech.* **68** 1872
- [16] Sun W, Liu S X, Zhu X, Zhang X L, Chi P L, Yang T 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 156
- [17] Shi Y R, Ni X Y, Qian Z Y, He S J, Feng W J 2023 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **22** 3097
- [18] Liu Q D, Dong Q, Wen J X, Ye L H, Wu D L, Zhang X Y 2023 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **22** 2310
- [19] Kuosmanen M, Holopainen J, Ala-Laurinaho J, Kiuru T, Viikari V 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **71** 6546
- [20] Guo C G, Zhang Z, Fu X N, Wang J H 2023 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **22** 1793
- [21] Ma T C, Dang Q H, Fumeaux C, Nguyen-Trong N 2024 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **72** 2998
- [22] Tewari N, Dadel M, Srivastava S 2023 *IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*. Ahmedabad, India, December 11–14, 2023 p1
- [23] Patriotis M, Ayoub F N, Tawk Y, Costantine J, Christodoulou C G 2021 *IEEE Open J. Antennas Propag.* **2** 759
- [24] Zou X J, Xu X G, Kang G Q, Zhu H, Tan M, Song W 2023 *J Electron. Inf. Techn.* **45** 3973 (in Chinese) [邹晓鎰, 许旭光, 康国钦, 朱航, 谭铭, 宋伟 2023 *电子与信息学报* **45** 3973]
- [25] Mandal M K, Sanyal S 2006 *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **16** 597
- [26] Lu J C, Liao C K, Chang C Y 2008 *Trans. Microw. Theory Tech.* **56** 2101
- [27] Tu W H 2010 *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **20** 208
- [28] Feng L J 2022 *M. S. Thesis* (Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China) (in Chinese) [冯丽君 2022 硕士学位论文 (四川: 电子科技大学)]
- [29] March S L 1985 *Trans. Microw. Theory Tech.* **3** 269
- [30] Xu J, Wu W, Kang W, Miao C 2012 *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **22** 351
- [31] Wan F Y, Wu L L, Ravelo B, Ge J X 2020 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **62** 1813
- [32] Jiang W, Che W Q 2012 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **11** 293

Millimeter-wave frequency-reconfigurable filtering antenna with high frequency turning ratio^{*}

YANG Guo¹⁾ SHI Hongqiang¹⁾ LI Xiaocong²⁾ XIAO Ruqi^{1)†}
 QI Shishan¹⁾ WU Wen¹⁾

1) (*Key Laboratory of Near-Range RF Sensing ICs & Microsystems, Ministry of Education, School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China*)

2) (*China Electronic Technology Group Corporation No.55 Research Institute, Nanjing 210016, China*)

(Received 25 October 2024; revised manuscript received 15 November 2024)

Abstract

To solve the problem of small frequency turning ratio of the frequency-reconfigurable antenna operating in the millimeter-wave band, a millimeter-wave dual-band frequency-reconfigurable filtering antenna is proposed in this work. The proposed filtering antenna consists of a reconfigurable bandpass filter and an ultra-wideband double layer Vivaldi antenna. The reconfigurable bandpass filter is comprised of several components, including parallel coupled lines, stepped impedance resonator (SIR), PIN diodes, U-shaped branches, and bias network. The reconfigurable filter is integrated in the feedline of the Vivaldi antenna, which provides a simple structure and possesses flexibility for further expansion. The reconfigurable characteristic is realized by controlling the electrical length of the open circuit stepped impedance resonator through two PIN diodes, which not only acts as a switch but also affects the impedance matching within the millimeter wave band. Firstly, the equivalent circuit model of the SIR loaded with PIN diode and bias network is analyzed and simulated to achieve dual-band reconfigurability in the Ka-band. The bias network consists of fan-shaped branches and high-impedance microstrip lines, which suppresses the flow of RF signals. Two notches are introduced by the two U-shaped branches, which are arranged beside the parallel coupling line without affecting the performance of the reconfigurable filter. The realized two notches are located in the non-operating frequency band between the two reconfigurable bands, which enhances the out-of band performances of the reconfigurable filter. Then, to suppress the unnecessary coupling effect and concentrate the energy on the feedline of the Vivaldi antenna, some metallized vias are loaded on the two sides of the feedline. Finally, a metal cavity is introduced to isolate the radiation from filtering components, and some metal columns are loaded inside the cavity for improving the self-resonance of the metal cavity, which effectively improves the cross-polarization level of the filtering antenna. The measured results show that the proposed antenna operates in a range from 25.9 to 28.6 GHz with a maximum gain of 8.83 dBi when the PIN diodes are in the on state, and in a range from 32.6 to 35.9 GHz with a maximum gain of 9.97 dBi when the PIN diodes are in the off state. The center frequency ratio between two reconfigurable frequency bands reaches 1:1.26, and the cross-polarization levels are all less than -20 dB in both operating bands.

Keywords: millimeter-wave antenna, filtering antenna, frequency reconfigurable, PIN diode

PACS: 84.40.Ba, 84.40.Ua, 84.40.-x

DOI: [10.7498/aps.74.20241494](https://doi.org/10.7498/aps.74.20241494)

CSTR: [32037.14.aps.74.20241494](https://cstr.cn/32037.14.aps.74.20241494)

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 62271257).

[†] Corresponding author. E-mail: xiaoruqi_ee@njust.edu.cn



大频率比的毫米波频率可重构滤波天线

杨国 施鸿强 黎小聪 肖如奇 齐世山 吴文

Millimeter-wave frequency-reconfigurable filtering antenna with high frequency turning ratio

YANG Guo SHI Hongqiang LI Xiaocong XIAO Ruqi QI Shishan WU Wen

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 74, 018401 (2025) DOI: 10.7498/aps.74.20241494

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.74.20241494>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

动态可调谐的频域多功能可重构极化转换超表面

Dynamically tunable frequency-domain multifunctional reconfigurable polarization conversion metasurface

物理学报. 2022, 71(22): 224102 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20221256>

基于低温共烧陶瓷的毫米波-太赫兹基片集成波导过渡结构

Millimeter wave-terahertz substrate integrated waveguide transition structure based on low temperature co-fired ceramic

物理学报. 2022, 71(11): 118401 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20220072>

小型低频发射天线的研究进展

Research progress of small low-frequency transmitting antenna

物理学报. 2020, 69(20): 208401 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200792>

可调反射器辅助的可重构微环光滤波器

Reconfigurable optical filter based on microring resonator assisted by tunable Sagnac reflector

物理学报. 2023, 72(8): 084208 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20222384>

基于驻极体材料的机械天线式低频/甚低频通信磁场传播模型

Magnetic field propagation model of low frequency/very low communication based on mechanical antenna of electret

物理学报. 2020, 69(15): 158401 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200314>

基于可重构硅光滤波器的计算重建片上光谱仪

Computational reconstruction on-chip spectrometer based on reconfigurable silicon photonic filters

物理学报. 2024, 73(14): 140701 <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240224>