

专题: 应用磁学

宽带高隔离度四端口微带铁氧体环行器*

刘嵘¹⁾ 孟繁义^{1)†} 郑子君¹⁾ 刘书仲¹⁾ 王浩源¹⁾ 丁畅²⁾

1) (哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 哈尔滨 150006)

2) (西北工业大学物理科学与技术学院, 西安 710038)

(2025年11月26日收到; 2026年2月26日收到修改稿)

相较三端口环行器, 四端口环行器适配复杂多通道射频系统需求, 兼具功能灵活、体积紧凑、成本更低的优势, 但现有设计普遍面临带宽窄、隔离度不足的问题, 制约了商用部署. 为解决上述难题, 本文提出一种宽带高隔离度四端口铁氧体环行器设计方法. 首先, 构建了静磁场耦合的旋转模式分析方法, 将静磁场影响纳入中心结模式分析, 避免假设条件引入的误差, 实现静磁-模式耦合分析; 其次, 在传统圆盘形中心结基础上, 通过曲边导体改造与加载慢波枝节设计慢波中心结, 利用对电磁场的强场束缚作用提升隔离性能. 设计紧凑的宽带传输匹配网络, 实现中心结与 $50\ \Omega$ 微带线的宽带阻抗匹配. 最后, 加工并测试了环行器原型, 结果表明该环行器的相对带宽为 40%, 插入损耗小于 1.6 dB, 回波损耗优于 15 dB, 隔离度 S_{31} 和 S_{41} 分别优于 20 dB 和 25 dB, 整体尺寸仅 $12\ \text{mm} \times 12\ \text{mm}$ ($0.4\lambda_0 \times 0.4\lambda_0$). 该设计验证了静磁场耦合模式分析方法的有效性, 为四端口环行器的宽带、小型化与高隔离度设计提供了新思路, 具备大规模工程应用潜力.

关键词: 微波环行器, 铁氧体, 宽带, 多物理场

DOI: 10.7498/aps.75.20251607

CSTR: 32037.14.aps.75.20251607

1 引言

环行器是通信、雷达和导航系统中的关键无源器件, 利用旋磁铁氧体材料产生的非互易特性实现端口间的定向传输与隔离, 从而降低射频链路串扰并提升系统稳定性^[1,2]. 此外, 在大功率或负载失配等情况下, 环行器可将反射功率引导至匹配负载并耗散, 从而避免功率放大器等关键部件因反射功率过大而受损^[3-6]. 随着宽带多通道射频前端的发展, 单结四端口环行器因可直接实现四路信号的顺序环行与多端口隔离、并避免级联带来的额外损耗与故障点而受到关注. 然而, 相较于三端口环行器设计, 四端口环行器在宽带、高隔离与小型化目标之间更难兼顾, 因而相关研究与工程化应用长期推进缓慢^[7].

四端口单结环行器设计的难点主要来自中心结的多模谐振与端口耦合显著增多. 一方面, 第四端口引入后, 中心结旋转模式的分裂特性以及相关模式带隙的作用范围难以同时兼顾, 既要保证端口 1 至端口 2 的低损耗正向传输, 又需同时抑制端口 1 向端口 3 与端口 4 的泄漏, 使得隔离度提升比三端口更具挑战^[8-10]. 另一方面, 实际永磁体偏置下铁氧体内部静磁场往往呈非均匀分布, 若仍以简化内场假设进行模式分析, 模式频率与工作带隙评估将产生偏差, 进而导致中心结与磁偏置反复迭代, 难以形成高效的宽带设计流程. 此外, 中心结与外部 $50\ \Omega$ 微带线之间普遍存在固有阻抗失配, 使得在整个工作频带内同时实现低反射与低插入损耗更为困难. 匹配网络需要与非互易中心结协同设计, 以避免削弱既定的定向传输特性.

围绕环行器的设计理论与性能提升, 已有较为

* 国家自然科学基金 (批准号: U22A2014, 62571155) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: blade@hit.edu.cn

系统的研究积累^[11-27]. 早期环行器的宽带性能实现依赖于实验试错与逐步调参, 设计效率较低^[11]. Bosma^[12] 和 Fay 等^[13] 提出了结型环行器的经典理论框架, Wu 和 Rosenbau^[14] 在此基础上研究了微带环行器的宽带特性, 并提出通过调整耦合传输线宽度与圆盘半径实现倍频程带宽工作的思路. 但上述方法通常仅面向圆盘等简单中心结构, 对复杂几何中心结的适用性有限. 为提升对任意几何中心结的可分析性, Turki 等^[15], Olivier 等^[16] 和 Liu 等^[17] 提出了基于数值方法的本征模分析, 可用于提取铁氧体谐振腔本征模及其对应的谐振频率, 并进一步实现双频带与超宽带原型设计. 尽管该类方法扩展了结构设计自由度, 但在实际偏置条件下, 非均匀静磁场的建模与其对宽带响应的影响仍难以被统一纳入快速设计流程, 导致设计迭代开销在四端口宽带场景中依然突出. 四端口微带耦合线环行器结构紧凑且无需复杂混合耦合器, 但常伴随插入损耗偏大、制造公差敏感等问题, 应用场景受限^[28,31]. Helsing 等^[32] 基于对称扰动结构构建简并关系获得理想环行特性, 但相关四端口原型主要适用于窄带工作. Deng 等^[33,34] 通过旋转模式协同设计提升功率容量, 但工作带宽仍被限制在较窄范围. Afshani 和 Wu^[35,36] 提出了基于非对称双铁氧体加载基片集成波导 (substrate integrated waveguide, SIW) 的非互易双通道波导 (dual-channelized waveguide, NDW) 结构为四端口设计提供了新的实现思路, 但其带宽与整体尺寸仍难满足宽带和结构紧凑的需求. 因此, 面向宽带系统集成的四端口单结环行器需要新的结构自由度与更具针对性的联合分析与综合方法, 以同时提升隔离、带宽与集成度.

基于上述现状, 同时结合慢波结构在无源微波器件小型化与宽频带设计中的优势^[37,38], 本文提出一种宽带、高隔离、结构紧凑的四端口微带铁氧体环行器的协同设计方法. 首先建立了静磁场耦合的旋转模式分析流程, 将静磁场分布影响直接纳入中心结的模式分析与带隙特性评估中, 从而避免简化内场假设引起的误差, 并减少后续对磁偏置结构的重复调整, 相较文献^[15-17] 的方法进一步强化了静磁与电磁的联合设计能力. 其次, 基于所建立的静磁场耦合模式分析方法, 设计了具有慢波传输特性的中心结. 与传统圆盘形中心结相比, 该中心结构表现出更强的局域场束缚能力, 从而获得更高的

隔离性能. 最后, 在此基础上结合紧凑的宽带传输匹配网络, 提出并实现了一种四端口铁氧体环行器的整体结构方案, 并进行了原型加工与测试. 实测结果与仿真结果高度一致, 验证了所提出的静磁场耦合模式分析方法以及宽带紧凑四端口环行器设计路线的可行性. 该环行器方案有望进一步应用于宽带雷达、无线通信与导航等系统.

2 环行器整体结构

本文所提出的宽带高隔离度铁氧体环行器结构如图 1 所示. 从图 1(a) 可以观察到, 该结构由 6 层结构组成, 从上到下依次为偏置永磁体, 垫片, 金属导体电路, 复合基板, 金属接地面和铁片. 偏置永磁体的材料为 SmCo 钐钴永磁体, 其具有高磁能积和矫顽力, 能够提供持续稳定的静磁场. 这一材料的关键特性包括: 剩磁 $B_r = 1.2 \text{ T}$, 磁矫顽力 $H_c = -1.11 \times 10^4 \text{ Oe}$. 这里, 圆盘形永磁体的半径 R_p 和厚度 H_p 分别为 1.8 mm 和 4.5 mm. 最下层铁片的磁导率为 4000, 在其表面镀有导电材料. 当环行器工作时, 作为磁偏置源的永磁体会向四周发出磁力线, 作用到铁片的磁力线会被收束. 这样, 在永磁体和铁片之间会产生沿着 Z 轴方向作用的静磁场. 当铁氧体放置于永磁体和铁片之间时, 铁氧体将沿 Z 轴磁化并产生非互易效应. 陶瓷垫片放置于永磁体和电路之间, 用以屏蔽永磁体对电路的耦合干扰场. 除此之外, 陶瓷垫片的厚度 H_g 决定了永磁体和铁氧体之间的间距. 通过调整垫片厚度, 可以优化外部偏置磁场的分布.

环行器电路部分包括了上层微带线, 复合基板和下层金属地, 电路的横截面尺寸仅为 $12 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$. 金属材料选择铜材料, 其电导率为 $\sigma_{\text{copper}} = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$. 采用陶瓷-铁氧体嵌套构成的基板, 以便于平面化和集成化使用. 陶瓷介电常数和铁氧体介电常数分别为 15 和 13. 本文采用 Mn-Mg 系铁氧体, 其饱和磁化强度 $4\pi M_s$ 和共振线宽 ΔH 分别为 3200 Gs ($1 \text{ Gs} = 10^{-4} \text{ T}$) 和 100 Oe. 铁氧体的半径 R_f 和厚度 H_s 分别为 4 mm 和 0.3 mm. 图 1(b) 显示了具体的环行器微带线电路, 可将电路分为中心结 (junction) 和传输匹配网络两部分. 耦合到中心结的传输信号将在铁氧体的旋磁作用下按顺序环行传输, 故中心结决定了环行器的带宽和隔离度大小. 为了解决传统四端口环行器隔离度

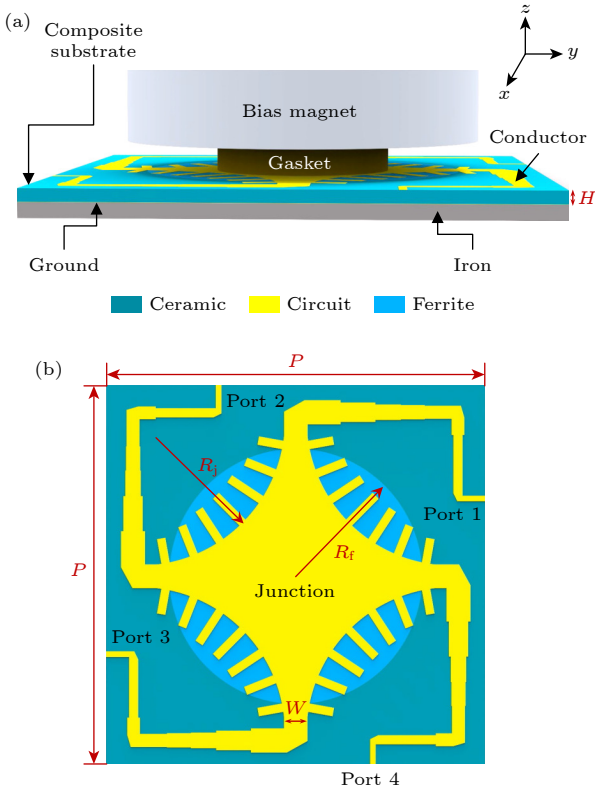


图1 宽带高隔离度四端口环形器结构 (a) 3D视图; (b) 电路俯视图

Fig. 1. Structure diagram of the proposed broadband high-isolation four-port circulator: (a) 3D view of circulator; (b) top view of circuit.

不足的问题, 本文提出一种新型的慢波中心结构型. 四条宽度为 $W = 0.75$ mm 的矩形微带线和四个弯曲金属导体组成了中心结的基本形状, 弯曲金属导体的曲率 $R_j = 4.9$ mm. 在弯曲金属导体侧边加载周期排布的矩形枝节, 从而构建慢波传输场. 慢波结构将对场产生强束缚作用, 能够大幅减少互易场的传输. 为了方便与外部设备相连接, 设计了紧凑的传输匹配网络, 以实现中心结阻抗与 50 Ω 微带线的宽带匹配. 在后续内容中, 将指出传统四端口环形器设计原理的瓶颈, 并详细介绍所提出环形器的工作原理.

3 工作原理分析

3.1 静磁场耦合的谐振模式分析

为了产生持续稳定的旋磁性, 环形器的铁氧体必须处于饱和磁化状态. 在饱和磁化的铁氧体中, 电子自旋会受到外磁场而有规律的进动. 采用 Polder 模型来分析, 磁导率将表现为张量形式:

$$[\boldsymbol{\mu}] = \begin{bmatrix} \mu & j\kappa & 0 \\ -j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中张量磁导率的对角分量 μ 和非对角分量 κ 分别为

$$\mu = 1 + \frac{f_m f_0}{f_0^2 - f^2}, \quad (2)$$

$$\kappa = -\frac{f_m f}{f_0^2 - f^2}. \quad (3)$$

这里, f 是所关注的频率, 饱和磁化频率 $f_m = \gamma 4\pi M_s$, 拉莫尔频率 $f_0 = \gamma H_0$, 旋磁比为常数, 其值为 $\gamma = 2.8$ MHz/Oe. 有效磁导率 μ_{eff} 为

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu}. \quad (4)$$

铁氧体内部的相移常数 k 表示为

$$k = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \mu_{\text{eff}} \epsilon_0 \epsilon_f}. \quad (5)$$

如图2所示为传统的圆盘形四端口中心结的几何构型, 外部耦合角度为 ψ . 耦合微带线的线宽 W 和耦合角 ψ 满足下述关系:

$$W = 2R \sin \psi. \quad (6)$$

此时, 四端口中心结是关于 90° 旋转对称的网络, 其散射矩阵的一般表达式可以描述为

$$[\boldsymbol{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{41} & S_{31} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{21} & S_{11} & S_{41} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

在传统四端口中心结的设计中, 采用本征值的叠加来得到中心结的散射参数^[32]. 四端口中心结对应4个本征值, 包含一个本征极点值 s_0 , 一对分裂本征极点值 $s_{\pm 1}$ 和一个本征零点值 s_2 . 然而, 这

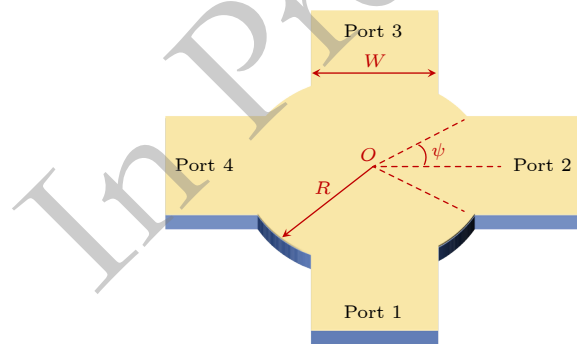


图2 传统四端口中心结的几何构型

Fig. 2. Geometric configuration of the traditional four-port center junction.

一方法只适用于简单的圆盘中心结构型, 而传统圆盘中心结的设计自由度较低, 且无法对中心结内部的非互易传输场进行调整, 散射参数性能特别是隔离度无法得到进一步地提高.

近年来, Turki 等^[15], Olivier 等^[16] 和 Liu 等^[17] 提出了一种数值分析方法, 这一方法使用探针微扰铁氧体谐振腔体来研究谐振器内部的本征模式, 可以对任意的中心结构型进行分析. 然而, 这种谐振模式分析方法存在着不足. 具体来说, 由于这一谐振模式分析方法需要假设内部磁场为一个均匀的固定值, 而实际偏置之后的铁氧体内部的磁场并不均匀. 因此, 这一假设必然会导致一定的分析误差. 对此, 本文完善了 Turki 等^[15], Olivier 等^[16] 和 Liu 等^[17] 所提出的数值分析模型, 构建了一种新型的模式分析方法. 图 3 展示了简化内场谐振模式分析和本文所提出的静磁场耦合谐振模式分析方法的对比示意图. 本文提出的主要思路是通过将静磁场分析耦合到模式分析中, 从而实现非均匀内场条件下的数值计算, 省略后续对磁偏置结构的反复调

整. 这一方法依然可以对任意的中心结形状进行分析, 并且可以准确评估实际偏置静磁场的影响, 避免了不必要的假设.

为了进一步地说明所提出的静磁场耦合谐振模式分析方法, 图 4 给出了详细的旋转模式作用带隙优化程序. 程序的输入是初始的磁偏置结构和中心结构型. 优化目标是调整正向旋转模式的谐振频率, 使得旋转模式的作用带隙能满足所期望的工作带宽. 当不满足带宽要求时, 先进行静磁场分析, 静磁场结果分别包括铁氧体的磁感应强度 B 和磁场强度 H . 由于铁氧体是旋转对称结果, 所以只需采样一个切面内的分析结果即可. 接着, 通过磁感应强度 B 和饱和磁化强度 $4\pi M_s$ 的比较, 可以判定铁氧体是否饱和. 同时, 铁氧体需工作在低场条件下, 即内部的磁场强度值 H 应该小于饱和磁化强度 $4\pi M_s$. 通过调整磁偏置结构, 直至铁氧体达到饱和状态. 将不均匀内场分析结果传递到模式分析模型中, 提取出旋转模式及对应的谐振频率. 通过评估正向旋转模式的谐振频率差值确定中心结的

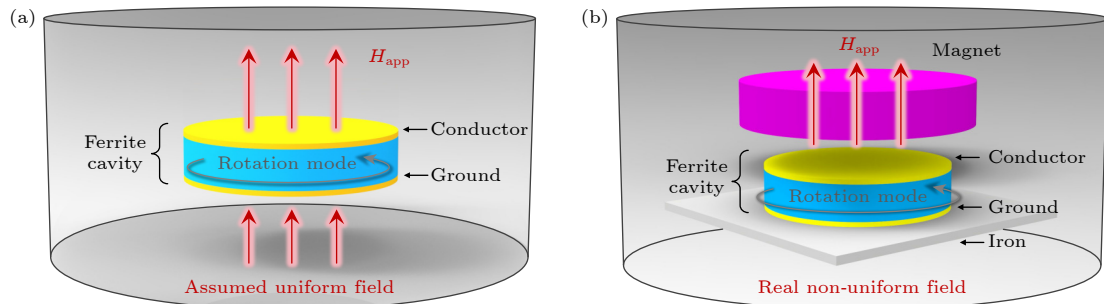


图 3 谐振模式分析方法示意图 (a) 简化内场谐振模式分析; (b) 本文所提出的静磁场耦合谐振模式分析

Fig. 3. Schematic diagram of resonant mode analysis methods: (a) Resonant mode analysis based on simplified internal field; (b) the proposed magnetostatic field-coupled resonant mode analysis.

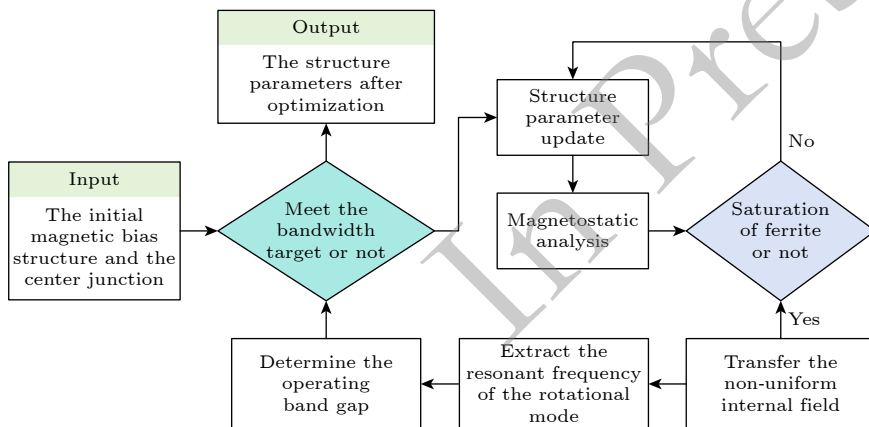


图 4 基于静磁场耦合谐振模式分析方法的模式作用带隙优化程序

Fig. 4. Optimization procedure of mode bandgap based on the magnetostatic field-coupled resonant mode analysis method.

工作带隙. 重复上述操作直至满足带宽要求.

根据这一数值分析方法, 本文提出一种新型的中心结构型. 选择铁氧体半径 $R_f = 4$ mm, 微带线耦合宽度 $W = 0.75$ mm. 如图 5 所示, 在传统圆盘中心结的基础上, 通过两个演变设计步骤, 得到慢波中心结, 从而实现隔离度的提升和带宽的优化. 第一个步骤是将圆盘形中心结改为曲边金属导体中心结, 第二个步骤是在曲边金属导体的边缘处加载慢波枝节, 以构成慢波中心结.

通过静磁场分析, 得到了如图 6 所示关于 yoz 平面的 B 值和 H 值分布. 此时, 铁氧体的 B 值高于饱和磁化强度值 $4\pi M_s$, 并且 H 值小于饱和磁化强度值 $4\pi M_s$, 说明铁氧体达到了饱和磁化和低场条件.

在这一条件下, 通过优化得到了不同饱和磁化强度值下的慢波中心结谐振模式及谐振频点, 如图 7 所示. 当外偏置场使得铁氧体饱和磁化之后, 铁氧体内部磁矩发生进动, 模式分为正向方位角旋转模式和反向方位角模式. 正向方位角旋转模式是方位角旋转方向与环行器环行方向保持相同的模式, 反之则为反向方位角旋转模式. 中心结内部的

旋转模式表示为 $HE_{\pm mn}$, 其中, m 表示模式的方位角阶数, n 表示为该模式在频谱中出现的次序. 当饱和磁化强度值 $4\pi M_s$ 为 0 时, $HE_{\pm 11}$ 模式是一对简并模式, 铁氧体内部的旋转模式依次是 $HE_{\pm 11}$, HE_{+21} 和 HE_{01} 模式. 当增加饱和磁化强度值 $4\pi M_s$ 时, $HE_{\pm 11}$ 模式分裂为 HE_{+11} 模式和 HE_{-11} 模式, 并且, HE_{-11} 模式的旋转频率快于 HE_{+11} 模式. 这一对简并模式的分裂程度变大, 使得二者的作用带隙增大. 由于这两个模式的方位角旋转方向与环行器一致, 因此在工作带隙内, 中心结的环行方向始终保持一致. 这里, 选择铁氧体的饱和磁化强度值 $4\pi M_s$ 为 3200 Gs, HE_{+11} 模式与 HE_{-11} 模式之间的带隙满足同一个环行条件, HE_{+21} 模式也位于这一带隙之内. 经过调整, 在所期望的频带内, 旋转模式都为正向旋转模式, 从而实现了宽频点的模式匹配.

慢波中心结的隔离性能可以通过慢波枝节的长度进行灵活地调控. 沿弧长方向加载的枝节构成了准周期单元分析模型, 而慢波枝节加载的本质作用是提高边缘导波的相移常数 β_{sw} . 一旦慢波加载使 β_{sw} 增大到超过铁氧体自身的等效传播常数 k ,

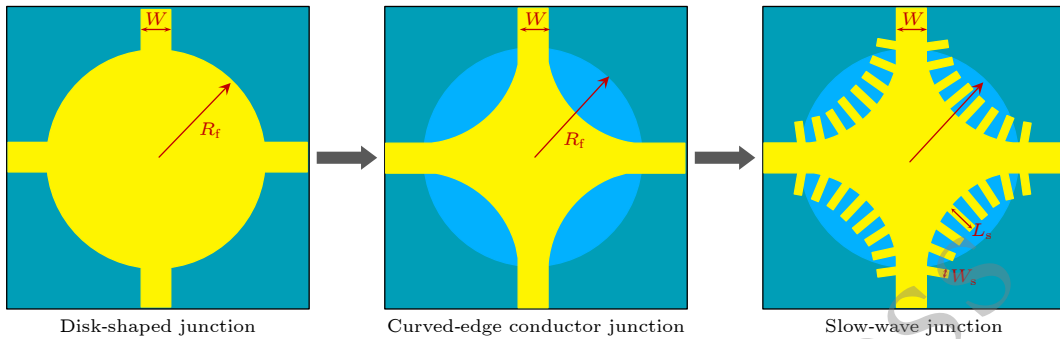


图 5 中心结的结构设计演进

Fig. 5. Evolution of the structural design for the center junction.

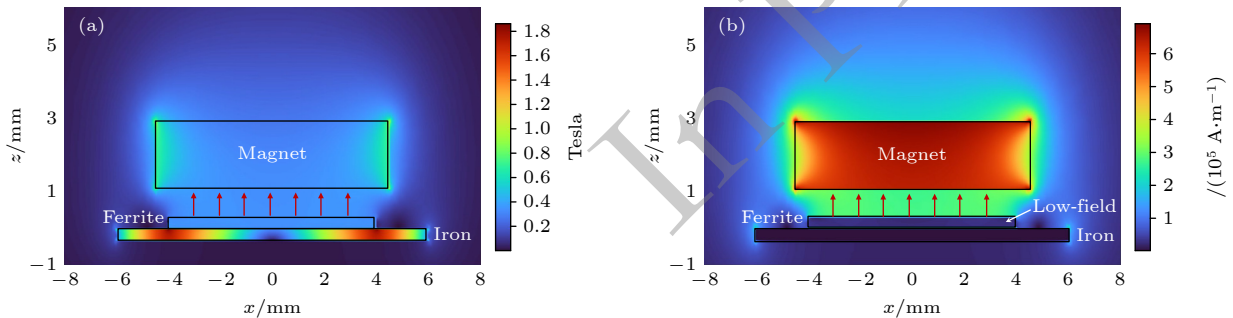


图 6 xoz 平面的静磁场分布 (a) B 值; (b) H 值

Fig. 6. Magnetostatic field distribution in yoz plane: (a) B value; (b) H value.

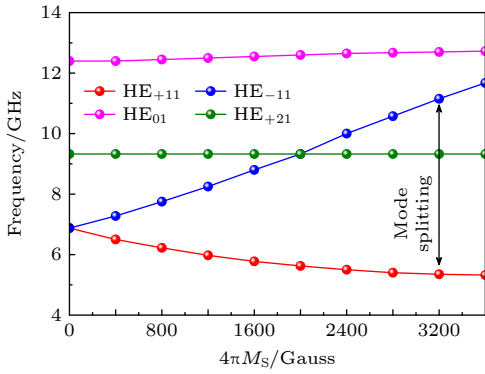


图 7 不同饱和磁化强度值下的慢波中心结谐振模式变化
Fig. 7. Modes of slow-wave junction under different saturation magnetization values.

径向泄漏的场分布将由波动型转为倏逝型, 从而形成强场束缚作用. 在铁氧体中可写出分离变量意义下的波数关系:

$$k_r^2 + \beta_{sw}^2 = k^2, \quad (8)$$

其中, 铁氧体等效传播常数 k 由 (5) 式计算得出. 若 $\beta_{sw} > k$, 则径向波数为纯虚数 $k_r = j\alpha_t$. 这样, 径向场分量呈指数衰减. 径向倏逝波的穿透深度表示为

$$\delta = \frac{1}{\alpha_t} = \frac{1}{\sqrt{\beta_{sw}^2 - k^2}}. \quad (9)$$

因此, β_{sw} 越大, 则 α_t 越大、 δ 越小, 能量越难从边缘高场区穿透到中心区域并形成互易泄漏通道, 从而导致强场束缚. 隔离端口的主要限制来自互易泄漏, 该泄漏需从边缘通道径向传播到中心敏感区域, 再耦合至相邻端口. 因此隔离幅度可以被定量描述为

$$|S_{41}| \leq e^{-\alpha_t R_{eff}} \quad (10)$$

其中 R_{eff} 为从边缘高场区至中心耦合区的等效径向距离. 我们采用全波仿真提取相位, 从而获得 β_{sw} . 加载慢波结构的相位和物理弧长分别表示为 ϕ_{load} 和 L_{arc} . 在中心频点 10 GHz 处, 分别提取信号沿主传播路径 (Port 1 至 Port 2) 传输的 S_{21} 解卷绕相位. 相位在相同参考平面下提取, L_{arc} 取微带中心线弧长. 慢波相移常数 β_{sw} 和慢波因子 n_{sw} 可由下式计算:

$$\beta_{sw} = \frac{|\phi_{load}|}{L_{arc}}, \quad (11)$$

$$n_{sw} = \frac{\beta_{sw}}{k}. \quad (12)$$

在中心频点 10 GHz, 结合 (5) 式计算得到 $\mu_{eff} =$

0.1, $k = 209.31$ rad/m. 由上述相位提取方法得到相对慢波因子 $n_{sw} = 1.73$. R_{eff} 为信号从输入边缘穿越中心区域到达隔离端口边缘的最短物理路径, 取值为 8 mm. 根据 (13) 式, 可以估算出径向泄漏的衰减常数 α_t ,

$$\alpha_t \approx k\sqrt{n_{sw}^2 - 1}. \quad (13)$$

经过计算, 衰减常数 $\alpha_t \approx 2.95 \times 10^2$ m⁻¹. 进而由 (10) 式得到隔离幅度值小于 0.094, 对应 dB 形式的隔离度为 20.5 dB. 结果表明, 互易泄漏被显著指数抑制. 从图 8 所示的结果可以看到, 相比于圆盘形中心结和曲边导体中心结, 慢波中心结的隔离性能得到大幅提升.

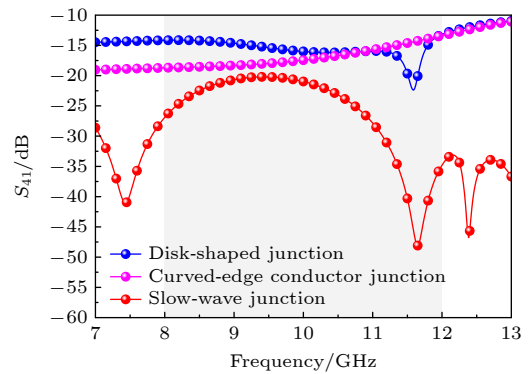


图 8 中心结隔离度对比 (a) 传统圆盘形状中心结; (b) 曲边导体中心结; (c) 慢波中心结

Fig. 8. Comparison of isolation for center junctions: (a) Traditional disk-shaped center junction; (b) curved-edge conductor center junction; (c) slow-wave center junction.

3.2 环行器的传输特性分析

本文所设计的结环行器核心结构虽能实现非互易信号传输, 但铁氧体谐振腔与外接传输系统间存在固有阻抗失配问题. 因此, 需设计专用匹配网络实现复数阻抗到标准 50 Ω 的宽频段转换. 同时, 考虑到整机集成需求, 网络设计需兼顾匹配性能与结构紧凑性, 故采用多段分布参数传输线级联方案, 其拓扑结构如图 9 所示. 多段级联拓扑可增加阻抗变换的自由度, 通过各段参数的协同优化实现宽频段内的低反射匹配.

为了实现铁氧体波阻抗和基板波阻抗之间的平稳过渡, 基板选用介电常数 $\epsilon_r = 15$ 、厚度 $H_s = 0.3$ mm 的陶瓷材料, 该材料的配方体系为 Mg-Ca-Ti, 温漂介于 -5 和 +10 ppm/°C (1 ppm = 10⁻⁶) 之间, 在微波频段具有低损耗正切值 ($\tan\delta \leq 0.00009$)

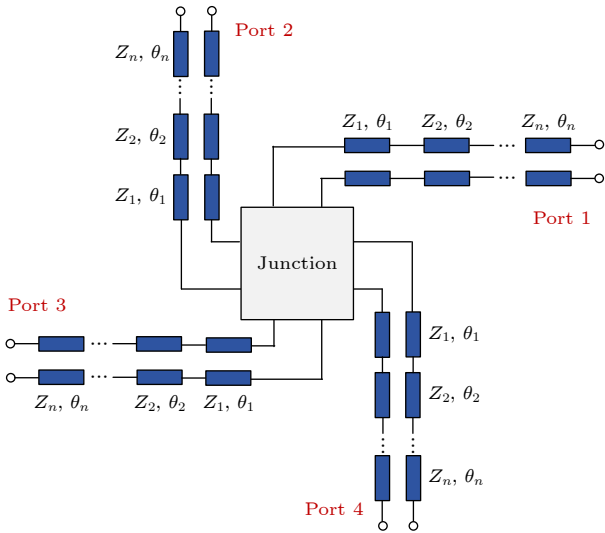


图 9 中心结的宽带传输匹配网络

Fig. 9. Broadband transmission matching network for the junction.

与良好的温度稳定性. 根据微带线特性阻抗公式:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \times \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right). \quad (14)$$

通过 Advanced Design System(ADS) 仿真软件建立等效电路模型, 以 8—12 GHz 频段内回波损耗 S_{11} 小于 -15 dB、插入损耗 S_{21} 小于 1 dB 为目标进行参数优化. 最终确定微带线传输线的参数为: $Z = 23.73 \Omega$, $\theta_1 = 72.5^\circ$, $Z_2 = 26.84 \Omega$, $\theta_2 = 43.72^\circ$, $Z_3 = 31.5 \Omega$, $\theta_3 = 31.25^\circ$, $Z_4 = 30.73 \Omega$, $\theta_4 = 31.33^\circ$, $Z_5 = 34 \Omega$, $\theta_5 = 44.5^\circ$, $Z_6 = 40.67 \Omega$, $\theta_6 = 72^\circ$, $Z_7 = 50 \Omega$, $\theta_7 = 45^\circ$. 紧凑性设计通过传输线拓扑优化与工艺约束协同实现: 采用折叠式微带线布局, 将三段传输线沿基板边缘折叠排布, 相比直线布局缩减 66% 占用面积; 同时利用铁氧体结与匹配网络的接地共面设计, 省去独立接地结构, 进一步压缩纵向尺寸.

如图 10 所示, 在 8—12 GHz 频段内最大插入损耗 1 dB、最小回波损耗 -15 dB, 满足宽频带环行器的典型性能指标要求. 该匹配网络的非互易兼容性设计需特别说明, 由于网络采用纯互易性微带线结构, 与结环行器的非互易核心形成特性互补, 通过端口场分布的协同优化, 确保匹配网络不会破坏环行器原有的定向传输特性. 仿真结果显示, 集成匹配网络后环行器隔离度仍保持在 20 dB 以上, 验证了拓扑设计的合理性.

图 11 显示了频率分别为 8, 10, 12 GHz 处宽带高隔离度四端口环行器的电场和磁场分布, 以深

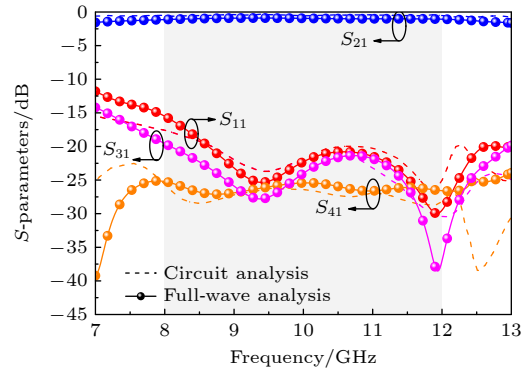


图 10 非均匀仿真下的环行器 S 参数结果

Fig. 10. S-parameter results of the circulator under non-uniform simulation.

入探究其传输特性和隔离作用. 由图 11 可以看到, 当输入信号从端口处入射并传播时, 电磁场会沿着匹配网络传输并耦合到中心结. 入射到中心结的电磁场将在铁氧体的旋磁作用下进行环行传输. 特别强调的是, 正是因为慢波结构的场束缚作用, 大部分能量将沿着慢波枝节进行传播, 从而实现了对其其他端口的高隔离度. 从图 11 中观察到, 多个频点的场分布都遵循这一规律, 慢波中心结可以构建一个稳定工作的带隙, 这使得整体环行器拥有良好的宽频带性能.

4 实验验证及结果讨论

为了验证本文所设计的宽带高隔离度四端口环行器的性能, 加工了设计原型并进行了实验验证. 图 12(a) 显示了所提出四端口环行器的实物照片. 环行器的整体尺寸为 12 mm×12 mm, 具有小型化、紧凑化的应用优势. 使用无机胶作为陶瓷基板和铁氧体之间的粘合剂, 并且应用高膨胀系数 MgO 作为无机胶填料. 采用同轴探头来对环行器进行激励, 以满足工程需要. 图 12(b) 显示了本文所提出环行器的测量设置. 为了使铁氧体均匀磁化, 在环行器的接地平面下放置了一个薄铁板以收束磁路. 在测试时, 在微带线电路中心上方布置陶瓷垫片和偏置磁铁, 并通过胶粘的方式拼接在一起. 利用矢量网络分析仪 (VNA) 对环行器的 S 参数进行了测试.

如图 13 所示为非均匀仿真结果和测量结果的对比, S 参数结果包括了回波损耗 S_{11} 、插入损耗 S_{21} 、隔离度 S_{31} 和 S_{41} . 利用静磁场分析工具计算铁氧体内部的非均匀磁场, 并将结果输入到全波电

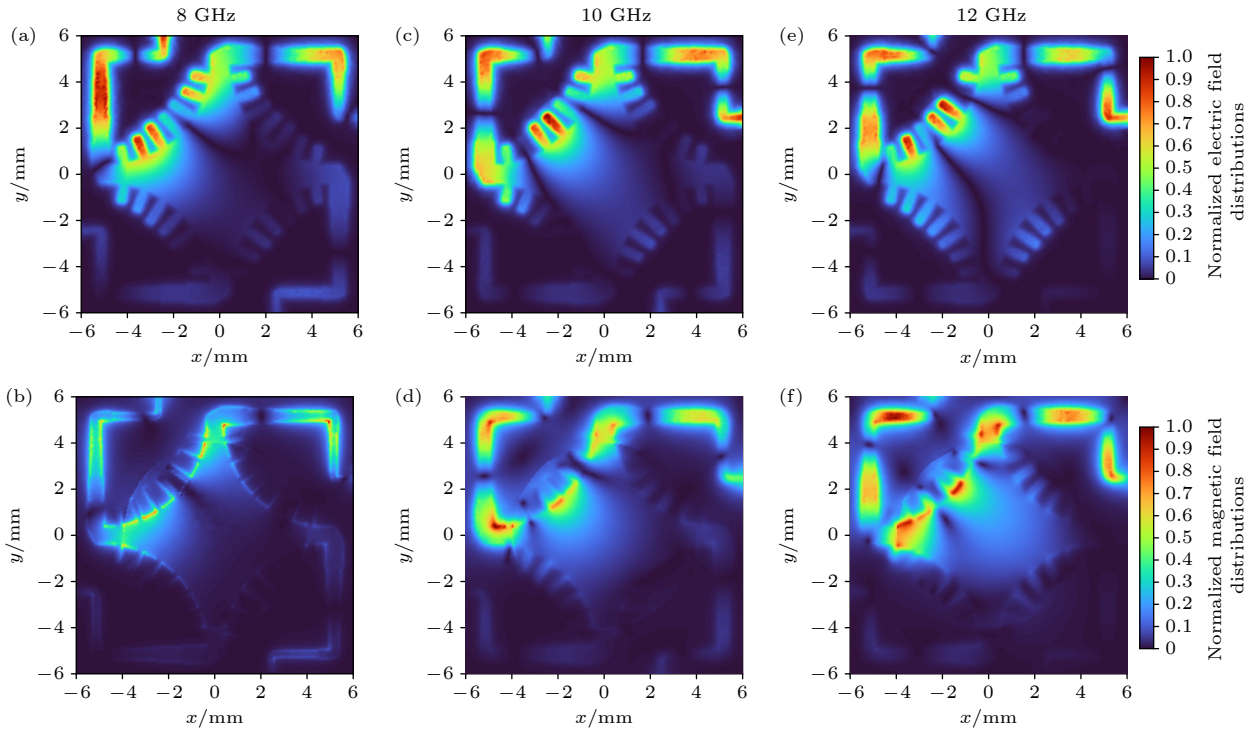


图 11 多个频点处的四端口环行器电场分布和磁场分布 (a) 8 GHz 处电场; (b) 8 GHz 处磁场; (c) 10 GHz 处电场; (d) 10 GHz 处磁场; (e) 12 GHz 处电场; (f) 12 GHz 处磁场

Fig. 11. Electric and magnetic field distributions of the four-port circulator at multiple frequencies: (a) Electric field at 8 GHz; (b) magnetic field at 8 GHz; (c) electric field at 10 GHz; (d) magnetic field at 10 GHz; (e) electric field at 12 GHz; (f) magnetic field at 12 GHz.

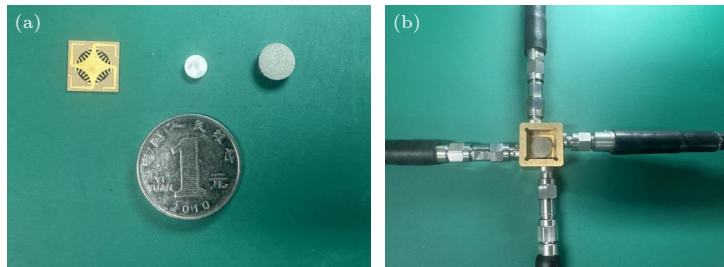


图 12 本文所提出的四端口环行器 (a) 制作原型; (b) 测试设置

Fig. 12. The proposed four-ports circulator: (a) Fabricated prototype; (b) test setup of the proposed four-port circulator.

磁仿真中进行计算, 从而得到非均匀仿真结果. 垫片的半径 R_d 为 2.5 mm, 厚度为 1 mm. 在规定的频带内, 环行器的测量和非均匀仿真性能几乎相同. 环行器的工作带宽为 8—12 GHz, 相对带宽为 40%, 插入损耗小于 1.6 dB, 回波损耗优于 15 dB, 隔离度 S_{31} 和 S_{41} 分别优于 20 dB 和 25 dB. 通过对比非均匀仿真结果与实测结果, 可以看到上边频的插入损耗性能相比于带内性能略差. 造成这一差异的原因是由于偏置永磁体的电导率为 1.1×10^6 siemens/m. 偏置永磁体、垫片和环行器上表面导体层这三部分会构成一个半封闭的电磁场传输

空间, 永磁体会与中心结产生轻微的能量耦合. 垫片半径的增大会加剧这一耦合, 从而使得部分能量未传递到输出端口, 导致插入损耗的增加.

表 1 比较了在带宽、插入损耗、回波损耗、隔离度和尺寸方面所提出的宽带高隔离度环行器与其他工作的对比. 表格中列举了多个三端口结环行器和四端口环行器的前沿研究和设计结果. 相比于近年来所报道的结型环行器, 所提出的四端口单结环行器具有最高的隔离度, 并且保持了非常紧凑的拓扑面积和尺寸. 这一环行器的设计提供了环行器中心结的新设计思路, 也具备大规模工程应用的潜力.

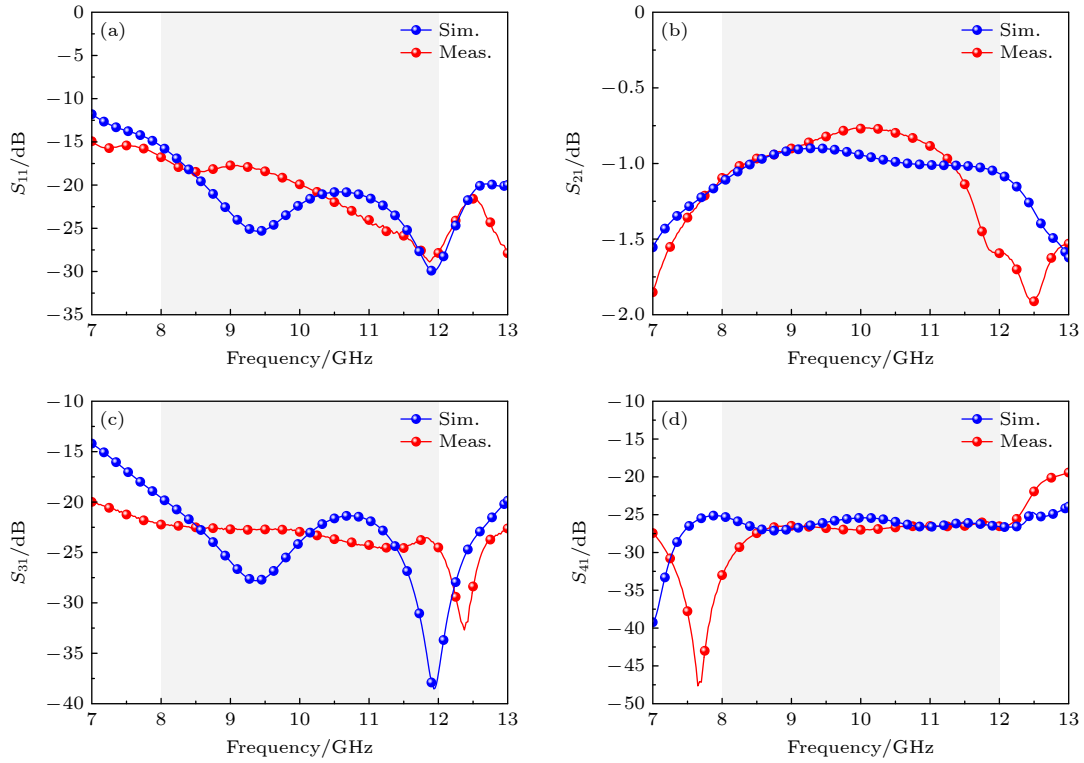


图 13 S 参数测试结果与仿真结果对比 (a) S_{11} ; (b) S_{21} ; (c) S_{31} ; (d) S_{41}

Fig. 13. Comparison of measured and simulated S -parameter results: (a) S_{11} ; (b) S_{21} ; (c) S_{31} ; (d) S_{41} .

表 1 与参考文献中环行器的性能对比

Table 1. Comparison of the proposed circulator with circulators in references.

文献	端口数	中心频率/GHz	相对带宽/%	插入损耗/dB	回波损耗/dB	隔离度/dB	尺寸($\lambda_0 \times \lambda_0$)
[25]	3	32	28.5	-1.7	-13.5	-16.5	3.57×2.83
[26]	3	24.5	12	-0.3	-15	-15	1.52×1.5
[29]	4	17.75	65	-10	-10	-17	3.64×5.92
[33]	4	8.5	11.8	-0.6	18	-17	1.7×0.86
[34]	4	8.7	8.6	-0.5	18	-12	1×0.76
本文	4	10	40	-1.6	-15	-20/-25	0.4×0.4

5 结 论

综上所述, 本文提出了一种新型宽带高隔离度四端口铁氧体环行器设计. 在原理分析方面, 突破传统环行器模式分析“假设铁氧体内部磁场均匀”的局限, 完善 Turki 等的数值模型, 提出静磁场耦合的旋转模式分析方法. 该方法将静磁场分布与中心结谐振模式分析深度融合, 既避免假设误差, 又实现静磁-模式联合分析, 无需后续重复调整磁偏置结构, 同时保留对任意中心结构型的适用性, 为复杂结构环行器的宽频设计提供了普适工具. 在结构设计方面, 提出慢波中心结拓扑演进方案. 利用慢波效应的强场束缚作用, 大幅抑制互易场跨端口

传输, 解决多端口隔离度难题. 并且, 结合多段分布参数宽带匹配网络, 实现宽带环行器的小型化设计. 经过实测验证, 该环行器的相对带宽为 40%, 插入损耗小于 1.6 dB, 回波损耗优于 15 dB, 隔离度 S_{31} 和 S_{41} 分别优于 20 dB 和 25 dB, 整体尺寸仅 12 mm×12 mm($0.4\lambda_0 \times 0.4\lambda_0$). 所提出的设计方法和原型提供了宽频带高隔离度四端口环行器设计的新思路, 有望大规模应用到雷达、通信和导航系统中.

参考文献

- [1] Geiler A L, Harris V G 2014 *IEEE Microwave Mag.* **15** 66
- [2] Kolodziej K E, Perry B T, Herd J S 2019 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **67** 3025

- [3] Özgür Ü, Alivov Y, Morkoç H 2009 *J. Mater. Sci. - Mater. Electron.* **20** 789
- [4] Kord A, Soumas D L, Alu A 2020 *Proc. IEEE* **108** 1728
- [5] Vesnin S G, Sedankin M K, Gudkov A G, et al. 2023 *Biomed. Eng.* **57** 85
- [6] Afshani A, Wu K 2024 *Engineering* **40** 179
- [7] Guo S, Song K, Li Q, Zhou Y 2022 *Microwave Opt. Technol. Lett.* **64** 1553
- [8] Deng G, Xie S, Zhang Y, Zhao J, Wang D 2022 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **70** 4129
- [9] Guo L T, Deng G J, Xie Sy, et al. 2023 *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.* **13** 1770
- [10] Zhao Y, De Silva U, Venkatakrishnan S B, Psychogiou D, Larkins G, Madanayake A 2024 *IEEE J. Microwaves* **4** 253
- [11] Helszajn J 2008 *The Stripline Circulator: Theory and Practice* (1st ed.) (New York: Wiley-IEEE Press) pch26
- [12] Bosma H 1964 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **12** 61
- [13] Fay C E, Comstock R L 1965 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **13** 15
- [14] Wu Y S, Rosenbaum F J 1974 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **22** 849
- [15] Turki H, Huitema L, Monediere T, Lenoir B, Breuil C 2019 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **67** 845
- [16] Olivier V, et al. 2022 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **70** 3486
- [17] Liu R, Liu S Z, Zheng Z J, Wang H Y, Meng F Y, Ding C 2025 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **73** 4501
- [18] Helszajn J, Nisbet W T 1981 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **29** 689
- [19] Jiang R, Wei C 1988 *IEEE Trans. Magn.* **24** 2820
- [20] Riblet G P 1980 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **28** 125
- [21] Schloemann E, Blight R E 1986 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **34** 1394
- [22] Ali M M M, Elsaadany M, Shams S I, Wu K 2024 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **72** 892
- [23] Laur V, Gouavogui J P, Balde B 2021 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **69** 1579
- [24] Shams S I, Sifat S M, Elsaadany M, Gagnon G, Kishk A A 2021 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **69** 2165
- [25] Sifat S M, Shams S I, Kishk A A 2023 *IEEE Microwave Wireless Technol. Lett.* **33** 1151
- [26] D'Orazio W, Wu K 2006 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54** 3675
- [27] Liu R, Meng F Y, Ding C, Liu S Z, 2025 *IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*. **2025** pp1-3
- [28] Teoh C S, Davis L E 2001 *Int. J. RF Microwave Comput. Aided Eng.* **11** 121
- [29] Queck C K, Davis L E 2004 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **52** 625
- [30] Marynowski W, Kusiek A, Mazur J 2009 *AEU - Int. J. Electron. Commun.* **63** 801
- [31] Kusiek A, Marynowski W, Mazur J 2013 *Prog. Electromagn. Res.* **134** 379
- [32] Helszajn J, McKay M, Macfarlane I 2004 *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* **14** 40
- [33] Deng G, et al. 2019 *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* **29** 655
- [34] Deng G, Xie S, Zhao J, Liu C, Wang D 2023 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **71** 2782
- [35] Afshani A, Wu K 2019 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **67** 4922
- [36] Afshani A, Wu K 2021 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **69** 4406
- [37] Sun S P, Cheng Y Z, Luo H, Chen F, Li X C 2023 *Acta Phys. Sin.* **72** 064101 (in Chinese) [孙淑鹏, 程用志, 罗辉, 陈浮, 李享成 2023 物理学报 **72** 064101]
- [38] Li X P, Zhang J X, Yang H L, Xi X L 2022 *J. Electron. Inf. Technol.* **44** 1327 (in Chinese) [李绪平, 张佳翔, 杨海龙, 席晓莉 2022 电子与信息学报 **44** 1327]

SPECIAL TOPIC — Applied magnetism

Four-port microstrip ferrite circulator with broadband and high isolation*

LIU Rong¹⁾ MENG Fanyi^{1)†} ZHENG Zijun¹⁾ LIU Shuzhong¹⁾
WANG Haoyuan¹⁾ DING Chang²⁾

1) (*School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150006, China*)

2) (*School of Physical Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710051, China*)

(Received 26 November 2025; revised manuscript received 26 February 2026)

Abstract

Four-port circulators are pivotal components in modern multi-channel radio-frequency (RF) front-ends because of their compact routing and protection among multiple transceiver chains. However, practical four-port ferrite circulators often suffer from pronounced trade-offs among operating bandwidth, isolation, and miniaturization, and their design is further complicated by the inevitable nonuniformity of the bias field in realistic permanent-magnet packages. To address these challenges, this paper proposes a broadband, high-isolation four-port microstrip ferrite circulator together with a design methodology that tightly couples magnetostatic physics, junction modal behavior, and circuit-level matching.

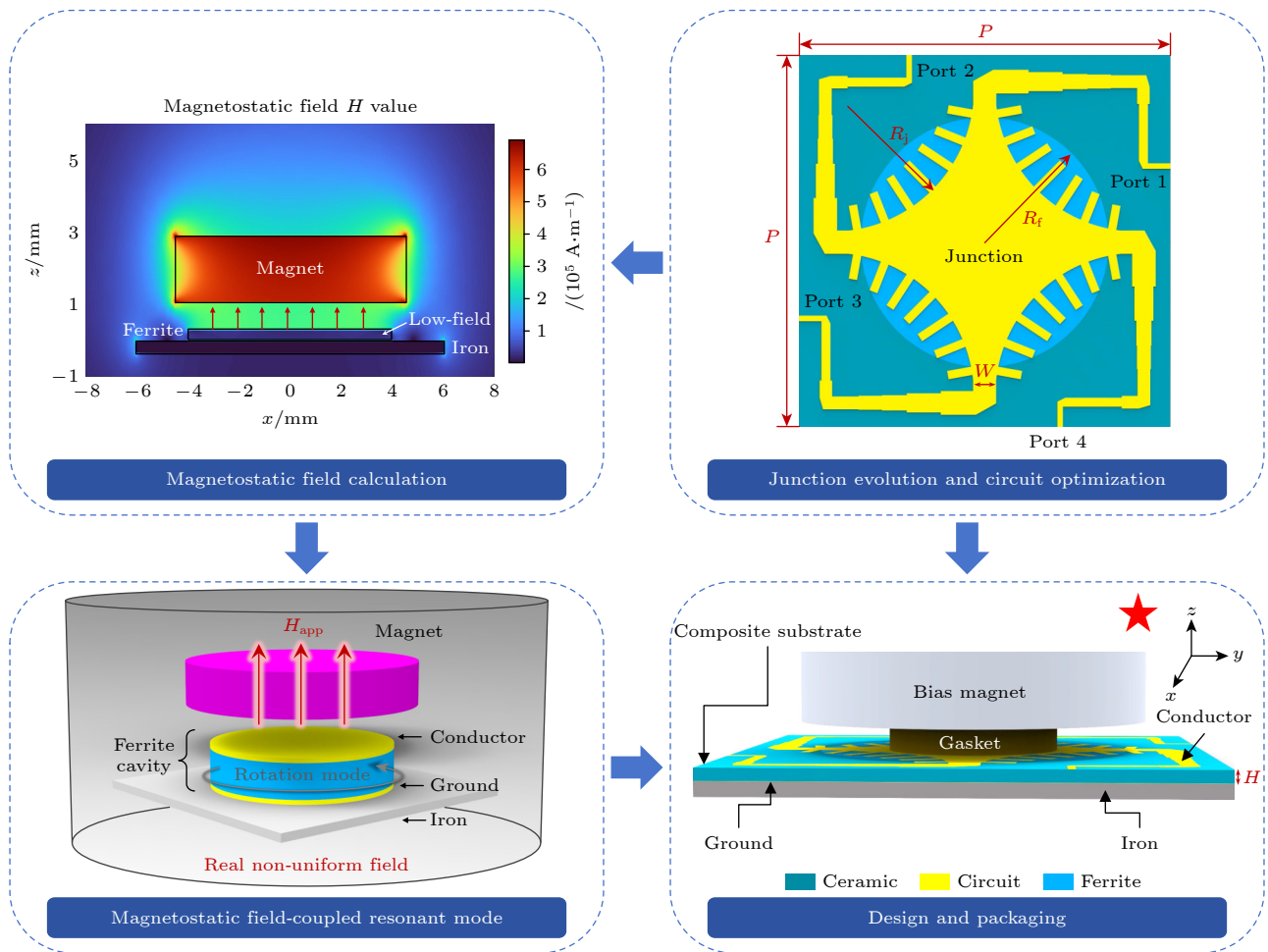
The proposed methodology starts from a magnetostatic field-coupled resonant mode analysis, where the computed static bias-field distribution is directly embedded into the central junction's mode analysis. In contrast to conventional approaches that assume a spatially uniform bias field, the developed framework provides a more rigorous description of magnetostatic-mode coupling and its impact on the frequency separation between the desired circulating modes and competing spurious modes. As a result, the biasing arrangement and the junction geometry can be co-optimized with significantly reduced trial-and-error iterations, yielding clearer physical guidelines for simultaneously broadening the usable band and enhancing multi-port isolation.

Guided by the above analysis, a novel slow-wave central junction is further developed. Starting from a traditional disk-shaped configuration, the junction is evolved by integrating curved-edge conductors and slow-wave stubs, which strengthen electromagnetic field confinement in the junction region and effectively reduce the phase velocity of the relevant modes. This slow-wave characteristic is crucial because it increases the modal separation margin and suppresses undesired reciprocal leakage paths, thereby improving isolation while supporting broadband operation. In addition, a compact broadband impedance matching network is carefully designed to transform the modified junction impedance to standard 50 Ω microstrip ports, ensuring stable matching across the target band without sacrificing the nonreciprocal transmission behavior.

A prototype is fabricated and experimentally characterized to validate the proposed design and methodology. The measured results demonstrate that the circulator operates from 8 to 12 GHz, achieving a 40% fractional bandwidth with insertion loss below 1.6 dB and return loss better than 15 dB. Importantly, high isolation is obtained, with S_{31} better than 20 dB and S_{41} better than 25 dB over the operating band. Meanwhile, the physical footprint remains highly compact, only 12 mm \times 12 mm ($0.4\lambda_0 \times 0.4\lambda_0$). These results confirm that the proposed magnetostatic-aware mode-analysis-driven design together with slow-wave junction engineering provides a practical and effective route to broadband, miniaturized, and high-isolation four-port microstrip ferrite circulators for next-generation RF and microwave systems.

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. U22A2014, 62571155).

† Corresponding author. E-mail: blade@hit.edu.cn



Keywords: microwave circulator, ferrite, broadband, multiphysics field

DOI: 10.7498/aps.75.20251607

CSTR: 32037.14.aps.75.20251607

In Press