基于不同边界条件的 SIW 谐振腔导模场分析及应用

王树兴,张德伟,吴　瑛,刘　庆,周东方,张　毅
(解放军信息工程大学信息系统工程学院,河南郑州 450002)

摘　要: 总结了完备的六种不同边界条件的基片集成波导(SIW)谐振腔结构体系. 基于镜像原理和亥姆霍兹方程,给出而不同边界条件下 SIW 谐振腔的导模场的闭式解. 分析了所有边界条件下的谐振腔的场分布,与全波仿真分析、传输线模型法和空腔模型理论给出的结果一致. 给出了各种边界条件下 SIW 谐振腔的谐振频率计算公式. 基于提出的传输线附加额外的两个边界条件与谐振腔等效的原理,分析了在 SIW 谐振腔内,TE 模、TM 模与 TEM 模的共存机理. 阐述了不同边界条件下的 SIW 谐振腔的演变关系. 最后设计了基于不同边界条件的 SIW 谐振腔结构的双模带通滤波器和均衡器,该滤波器的两个模式,TE_{100}(TEM 模式)和 TE_{102} 独立可调. 器件的实测结果与仿真结果一致,验证了理论分析的正确性,为微波器件的小型化设计提供了思路.

关键词: 基片集成波导谐振腔; 场分布; 边界条件; 双模; 滤波器; 均衡器
中图分类号: TN715　　**文献标识码:** A　　**文章编号:** 0372-2112 (2017)10-2540-09
电子学报 URL: http://www.ejournal.org.cn　　**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.10.032

Guided-Mode Field Analysis of SIW Resonator with Different Boundary Conditions and Its Applications

WANG Shu-xing, ZHANG De-wei, WU Ying, LIU Qing, ZHOU Dong-fang, ZHANG Yi
(*Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan* 450002, *China*)

Abstract: All the substrate integrated waveguide (SIW) resonant cavities with six different boundary conditions are summarized and analyzed totally. Based on the mirror image principle and Helmholtz equations, the closed form solutions of the guided mode field of the SIW resonant cavities under different boundary conditions are given. The field distributions of the resonant cavities under all the boundary conditions are analyzed, and the results are consistent with the results given by the full wave simulation analysis, transmission line model method and empty cavity model method. The formulas for calculating the resonant frequencies of the resonant cavities under various boundary conditions are presented. Based on the proposed theory that the transmission line added extra two boundary conditions is equivalent to the resonant cavity, the coexistence mechanism of TE mode, TM mode and TEM mode is analyzed. This paper describes the evolution of the SIW resonant cavities under different boundary conditions as well. Finally, a dual-mode SIW bandpass filter and a SIW equalizer, based on different boundary conditions are designed, fabricated and measured to demonstrate the proposed method. Two modes of the filter, TE_{100} (or TEM mode) and TE_{102} can be tuned independent and the measured results are in agreement with the simulation results. The relevant research results provide ways for the miniaturization design of microwave devices.

Key words: SIW resonator; field distribution; boundary condition; dual mode; BSF; equalizer

1　引言

随着平面集成电路的发展,微波器件的小型化成为一个重要的发展趋势[1]. 在许多微波电路系统中,具有高选择性、高带外抑制性、结构紧凑的滤波器,和具有较小尺寸、易于调节的幅度均衡器,得到越来越广泛的应用. 目前,对于微波器件小型化的相关理论研究和设计方法主要集中三个方面:第一,基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)、左手材料(Left-Handed Material, LHM)等新型材料的研究[2~6];第二,多模理论研究与多模谐振器的设计[7~9];第三,电磁带隙结构(Electromagnetic Bandgap Structures, EBGs)、缺陷地结构

收稿日期:2016-03-19;修回日期:2016-09-07;责任编辑:李勇锋

(Defect Ground Structures,DGSs)等新型周期性结构的研究[10~12].

基片集成波导作为一种非传统的新型的结构,兼顾了传统微带线和波导的优势,具有尺寸小、Q 值高、插损小、易于与其他微波电路系统集成的优点[13]. SIW 谐振腔作为一种微波器件基本的功能部件,在滤波器、均衡器等微波器件设计中得到广泛应用[1~4,7~9,12]. 根据 SIW 谐振腔的自身结构特点,其六个外表面,除了上下表面固定为电边界条件外,其他四个侧表面(侧壁)可以分别设置为电边界或者磁边界条件,基于以上的边界组合,SIW 谐振腔一共具有且仅有六种结构形式,如图 1 所示.

目前,对于不同边界条件的 SIW 谐振腔的研究主要集中于四个侧表面全部为电边界的 SIW 谐振腔和三个侧表面为电边界的 SIW 谐振腔,该结构也称为半模基片集成波导(Half Mode Substrate Integrated Waveguide,HMSIW)谐振腔[1~4]. 这两种 SIW 谐振腔结构可以与传统的介质填充的矩形波导谐振腔进行等效[4]. 对于其他四种 SIW 谐振腔结构的相关研究很少,仅仅给出定性分析,关注其应用层面[8,9]. 目前还没有文献对不同 SIW 谐振腔结构的场分布与工作模式进行系统的理论分析,也没有阐述导模场结构的形成机理和不同模式的共存机理,这从根本上限制了 SIW 的更进一步的应用.

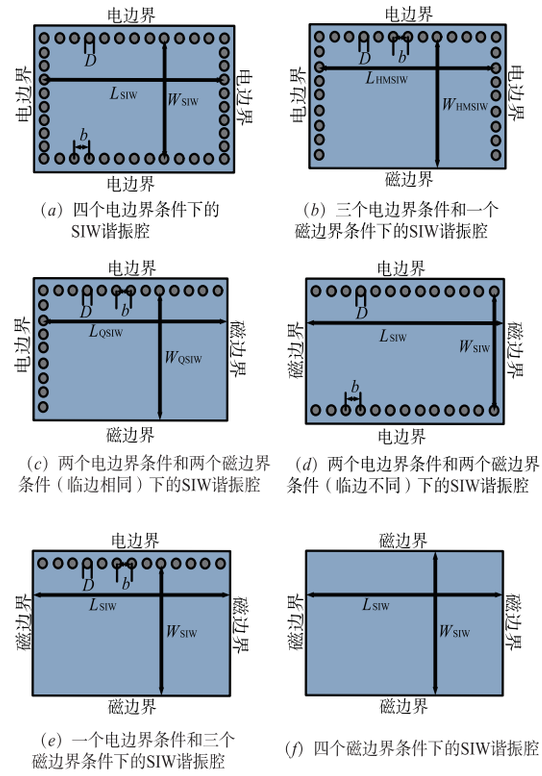
本文推导了不同边界条件下的 SIW 谐振腔的导模场结构分布,给出了场闭合表达式与多种模式的谐振频率计算公式,并与多种分析方法的计算结果进行了对比;分析了在不同边界下 SIW 谐振腔的模式组成. 提出了一种等效原理,用来阐述 TE 模、TM 模与 TEM 模在 SIW 谐振腔中的共存机理. 针对微波器件小型化的研究热点,设计了基于不同边界条件的 SIW 谐振腔结构的滤波器和均衡器,验证了研究的理论方法的正确性,同时为微波器件的小型化设计提供了思路.

2　SIW 谐振腔的导模场结构计算

本设计中,电边界用周期性的金属过孔等效;对于磁边界,由于该结构具有较高的宽高比,能量泄漏较少,全波仿真分析结果表明,边界不做任何处理时与理想磁边界等效. 本文采用的介质基板的介电常数为 3.5,基板的厚度为 0.508mm. 本节使用的 SIW 谐振腔基板的尺寸为 25mm × 18mm. 由于金属孔的存在,不同边界条件的谐振腔,其实际等效尺寸略有差异.

2.1　四个电边界条件下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(*a*)所示,该边界条件下的 SIW 与传统矩形波导的等效公式为[14]:



(*a*) 四个电边界条件下的SIW谐振腔　(*b*) 三个电边界条件和一个磁边界条件下的SIW谐振腔

(*c*) 两个电边界条件和两个磁边界条件(临边相同)下的SIW谐振腔　(*d*) 两个电边界条件和两个磁边界条件(临边不同)下的SIW谐振腔

(*e*) 一个电边界条件和三个磁边界条件下的SIW谐振腔　(*f*) 四个磁边界条件下的SIW谐振腔

图1　六种边界条件下的SIW谐振腔

$$W_{RE} = W_{SIW} - 1.08\frac{D^2}{b} + 0.1\frac{D^2}{W_{SIW}}$$
$$L_{RE} = L_{SIW} - 1.08\frac{D^2}{b} + 0.1\frac{D^2}{L_{SIW}} \tag{1}$$

其中,W_{SIW} 和 L_{SIW} 是 SIW 的长度和宽度;W_{RE} 和 L_{RE} 是等效的矩形波导的长度和宽度;c_0 真空中的光速,D 金属孔的直径,b 是金属孔之间的距离.

根据波导理论,不论 TE 波还是 TM 波,横向场均可以用纵向场表示,前向波($e^{-j\beta z}$)的关系式为[15]:

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2}\left(\beta\frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu\frac{\partial H_z}{\partial y}\right)$$
$$E_y = \frac{-j}{k_c^2}\left(\beta\frac{\partial E_z}{\partial y} - \omega\mu\frac{\partial H_z}{\partial x}\right)$$
$$H_x = \frac{-j}{k_c^2}\left(\beta\frac{\partial H_z}{\partial x} - \omega\varepsilon\frac{\partial E_z}{\partial y}\right)$$
$$H_y = \frac{-j}{k_c^2}\left(\beta\frac{\partial H_z}{\partial y} + \omega\varepsilon\frac{\partial E_z}{\partial x}\right) \tag{2}$$

对于后向波($e^{j\beta z}$),只需要把式(2)中的 β 换成 $-\beta$ 即可.

根据二维亥姆霍兹方程,利用分离变量法,对于 TE 波,其横向场由 H_z 表征;求得 H_z 的正向基本解为:

$$H_z(x,y,z) = H_{mn}\cos\frac{m\pi x}{W_{SIW}}\cos\frac{n\pi y}{L_{SIW}}e^{-j\beta z} \tag{3}$$

其中，H_{mn}为幅度值，$m+n\neq 0$.

对于 TM 波，其横向场由 E_z 表征；求得 E_z 的正向基本解为：

$$E_z^+(x,y,z)=E_{mn}\sin\frac{m\pi x}{W_{\mathrm{SIW}}}\sin\frac{n\pi y}{L_{\mathrm{SIW}}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta z} \tag{4}$$

其中，E_{mn}为幅度值，$mn\neq 0$. 基于关系式(2)～(4)，导模的场结构可以完全确定.

此外，SIW 传输线等效的矩形波导谐振腔中的导模的横向电场表示成前向行波和反向行波的叠加：

$$\boldsymbol{E}_t=\boldsymbol{E}_{0t}(x,y)\left[A^+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta_{mn}z}+A^-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\beta_{mn}z}\right] \tag{5}$$

对于该边界条件下的 SIW 谐振腔，由于实际上都是以 TE_{10p}模工作，因此只讨论这类模式.

TE_{10}导模的横向电场分量为：

$$E_y^+=\frac{-\mathrm{j}\omega\mu W_{\mathrm{SIW}}}{\pi}H_{10}\sin\frac{\pi x}{W_{\mathrm{SIW}}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta z} \tag{6}$$

利用边界条件：$E_y|_{z=0,L_{\mathrm{SIW}}}=0$，令$\frac{-\mathrm{j}\omega\mu W_{\mathrm{SIW}}}{\pi}H_{10}=E_0^+$，求得 TE_{10p}的电场分量 E_y：

$$E_y=E_0^+\sin\frac{\pi x}{W_{\mathrm{SIW}}}\left(\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{p\pi}{L_{\mathrm{SIW}}}z}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{p\pi}{L_{\mathrm{SIW}}}z}\right) \tag{7}$$

此外，对于 $+Z$ 方向，有 $Z_{\mathrm{TE}}=\frac{\omega\mu}{\beta}=\frac{-E_y^+}{H_x^+}$，对于 $-Z$ 方向，有 $Z_{\mathrm{TE}}=\frac{\omega\mu}{\beta}=\frac{E_y^-}{H_x^-}$，求得 TE_{10p}磁场分量：

$$H_x=-\frac{E_0^+}{Z_{\mathrm{TE}}}\sin\frac{\pi x}{W_{\mathrm{SIW}}}\left(\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{p\pi}{L_{\mathrm{SIW}}}z}+\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{p\pi}{L_{\mathrm{SIW}}}z}\right) \tag{8}$$

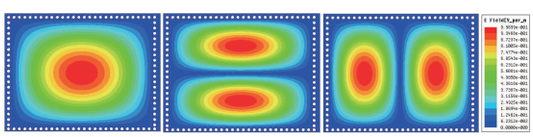
对于 H_z 分量，可以利用式(2)及其变形求出.

对于一般形式的 TE_{mnp}模式，场分量同样可以用以上方法求出.

该边界条件下的 SIW 谐振腔，其工作模式一般为 TE_{m0p}，其中，m 和 p 为正整数. 基于波导理论，计算得到其谐振频率为：

$$f_{m0p}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m}{W_{\mathrm{RE}}}\right)^2+\left(\frac{p}{L_{\mathrm{RE}}}\right)^2} \tag{9}$$

利用 HFSS 全波仿真分析，得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 2 所示，可以看出，计算式(7)描述的电场分布与全波仿真分析的结果一致.



(*a*)TE_{101}模f=6.21GHz (*b*)TE_{201}模f=9.02GHz (*c*)TE_{102}模f=10.57GHz

图2 三个主要模式的电场分布图（W_{RE}=16.26mm, L_{RE}=21.26mm）

2.2 三个电边界条件和一个磁边界条件下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(*b*)所示，该边界条件下的 SIW 谐振腔，本质上是 HMSIW 谐振腔，与矩形波导的变换式为[14]：

$$W_{\mathrm{RE}}=W_{\mathrm{RE'}}+\Delta W$$

$$W_{\mathrm{RE'}}=2W_{\mathrm{HMSIW}}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{2W_{\mathrm{HMSIW}}}$$

$$L_{\mathrm{RE}}=L_{\mathrm{HMSIW}}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{L_{\mathrm{HMSIW}}}$$

$$\Delta W=\left(0.05+\frac{0.3}{\varepsilon_r}\right)\ln\left(0.79\frac{W_{\mathrm{RE'}}}{h^3}+\frac{104W_{\mathrm{RE'}}-261}{h^2}+\frac{38}{h}+2.77\right) \tag{10}$$

其中，h 是介质基板的厚度，ε_r 是介质的相对介电常数.

场表达式同样由式(2)～(4)确定. 但是由于边界条件的不同，存在的场模式也不同；边界条件之间的相对位置不同，存在的场模式也不相同，但仍是 TE 模式或者 TM 模式，不会出现 TEM 模式. 在此边界条件下，一般只分析 TE 模式，TM 模式不予考虑. 对于图中描述的这种边界条件下的模式，其一般形式为：$\mathrm{TE}_{2m-1,0,p}$，其中，m 和 p 为正整数. 主模为 TE_{101}模. 根据 HMSIW 和 SIW 的关系，利用2.1 节的分析方法，求得电场分量 E_y：

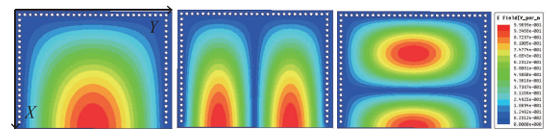
$$E_y=\frac{-\mathrm{j}2\omega\mu W_{\mathrm{HMSIW}}}{\pi}H_{10}\sin\frac{(2m-1)\pi x}{2W_{\mathrm{HMSIW}}}\sin\frac{p\pi z}{L_{\mathrm{HMSIW}}} \tag{11}$$

谐振频率的表达式：

$$f_{2m-1,0,p}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{2m-1}{2W_{\mathrm{RE}}}\right)^2+\left(\frac{p}{L_{\mathrm{RE}}}\right)^2} \tag{12}$$

显然，半驻波数沿 x 轴为奇数个分布，坐标标注如图 3 所示，本文后面的坐标均采用此种定义形式.

利用 HFSS 全波仿真分析，得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 3 所示，可以看出，计算式(11)描述的电场分布与全波仿真分析的一致.



(*a*)TE_{101}模f=4.46GHz (*b*)TE_{102}模f=7.91GHz (*c*)TE_{301}模f=8.10GHz

图3 三个主要模式的电场分布图（W_{RE}=33.9mm, L_{RE}=21.26mm）

2.3 两个电边界条件和两个磁边界条件(临边相同)下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(*c*)所示，该边界条件下的 SIW 谐振腔，本质上是四分之一模 SIW 谐振腔(QSIW)或者二分之一模 HMSIW 谐振腔，与矩形波导的等效变换式为[14]：

$$W_{\mathrm{RE}}=W_{\mathrm{RE'}}+\Delta W$$

$$W_{\mathrm{RE'}}=2W_{\mathrm{QSIW}}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{2W_{\mathrm{QSIW}}}$$

$$L_{\mathrm{RE}}=L_{\mathrm{RE'}}+\Delta L$$

$$L_{\mathrm{RE'}}=L_{\mathrm{QSIW}}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{L_{QSIW}}$$

$$\Delta W=(0.05+\frac{0.3}{\varepsilon_r})\ln(0.79\frac{W_{RE'}}{h^3}+\frac{104W_{RE'}-261}{h^2}+\frac{38}{h}+2.77)$$

$$\Delta L=(0.05+\frac{0.3}{\varepsilon_r})\ln(0.79\frac{L_{RE'}}{h^3}+\frac{104L_{RE'}-261}{h^2}+\frac{38}{h}+2.77) \tag{13}$$

场关系式由式(2)~(4)确定;此种边界条件下,仍是 TE 模式或者 TM 模式,不会出现 TEM 模式. 场分布的计算方法与 2.2 小节的分析方法相同. 同样只分析 TE 模.

对于图 1(c)描述的这种边界条件下的模式,其一般形式为:$TE_{2m-1,0,2p-1}$,其中,m 和 p 为正整数. 主模为 TE_{101}模.

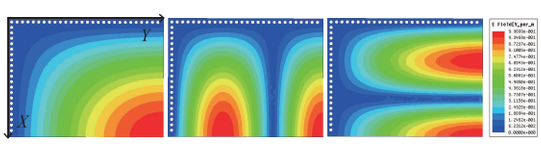
利用边界条件和麦克斯韦方程组,求得其电场分量 E_y:

$$E_y=\frac{-j2\omega\mu W_{QSIW}}{\pi}H_{10}\sin\frac{(2m-1)\pi x}{2W_{QSIW}}\sin\frac{(2p-1)\pi z}{L_{QSIW}} \tag{14}$$

谐振频率的表达式:

$$f_{2m-1,0,2p-1}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{(\frac{2m-1}{2W_{RE}})^2+(\frac{2p-1}{2L_{RE}})^2} \tag{15}$$

半驻波沿 X 轴和 Y 轴为奇数个.



(a)TE_{101}模f=2.99GHz　(b)TE_{103}模f=5.90GHz　(c)TE_{301}模f=7.39GHz

图4　三个主要模式的电场分布图(W_{RE}=33.9mm, L_{RE}=44.9mm)

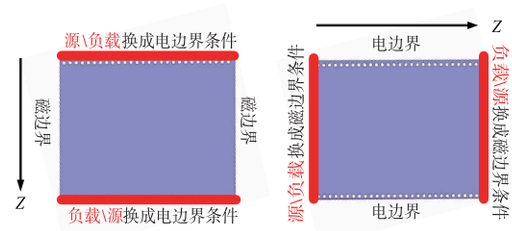
利用 HFSS 全波仿真,得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 4 所示,可以看出,计算式(14)描述的电场分布与全波仿真分析的一致.

2.4　两个电边界条件和两个磁边界条件(临边不同)下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(d)所示,该边界条件下的 SIW 谐振腔与矩形波导的等效变换式为[14]:

$$W_{RE}=2W_{SIW}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{2W_{SIW}} \tag{16}$$

与 2.3 小节阐述的边界条件相比,虽然两者都是两个磁壁和两个电壁,但是由于磁壁和电壁的相对位置不同,场模式也不同;在相邻边界条件不同的情况下,即分别为一个磁边界条件和一个电边界条件,此时除了 TE 模或者 TM 模之外,还会产生横电磁波 TEM 模,为了分析计算方便,本文把 TEM 模式看成 TE_{00}模式的特殊情况,本质上,两者场分布相同.



(a)磁边界传输线加载两个电边界条件　　(b)电边界传输线加载两个磁边界条件

图5　此边界条件下SIW谐振腔的两种构成方式:其中上下面为电边界

谐振腔可以等效成相应结构的传输线截断后,附加两个边界条件构成. 附加的边界条件分为电边界(短路),磁边界(开路)两种情况. 对于图 1(d)描述的 SIW 谐振腔,基于以上等效原理,其具有以下两种构成方式,如图 5 所示. 而对于 2.1 和 2.2 节讨论的边界条件下的 SIW 谐振腔,只有一种构成方式.

基于图 5(a)的构成机理,磁边界的传输线可以看成是双导线,因此其可以传输 TEM 波,即 TE_{00}模式;当该结构的传输线附加两个电边界后,就形成了图 1(d)描述的谐振腔,显然,谐振腔的工作模式为 TE_{n00}模.

基于图 5(b)的构成机理,侧边为电边界的传输线,可以看成是矩形波导,因此其可以传输 TE 波,即 TE_{mn}模式;当该结构的传输线附加两个磁边界后,就形成了图 1(d)描述的谐振腔,显然,谐振腔的工作模式为 TE_{mnp}模.

对于 TE_{n00}模式,基于边界条件和麦克斯韦方程组,求得电场分量为:

$$E_y=\frac{-j\omega\mu W_{RE}}{\pi}H_{10}\sin\frac{n\pi x}{W_{RE}} \tag{17}$$

其谐振频率为:

$$f_{n00}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\frac{n}{W_{RE}} \tag{18}$$

根据谐振频率的计算公式(18),可以发现,该计算公式就是二分之一波长开路枝节的谐振频率的计算公式. 从这个角度,也验证了 TEM 模式与 TE_{00}模式的等效性.

对于 TE_{m0p}模式,基于边界条件和麦克斯韦方程组,求得电场分量为:

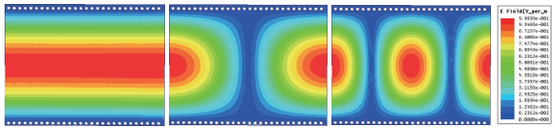
$$E_y=\frac{-j\omega\mu W_{RE}}{\pi}H_{10}\sin\frac{m\pi x}{W_{RE}}\cos\frac{p\pi z}{(1+\frac{1}{p-1})L_{RE}} \tag{19}$$

其谐振频率为:

$$f_{m0p}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{(\frac{m}{W_{RE}})^2+(\frac{p}{(1+\frac{1}{p-1})L_{RE}})^2} \tag{20}$$

其中,m,p 为正整数,$p\geqslant 2$.

利用 HFSS 全波仿真,得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 6 所示,可以看出,计算式(17)和(19)描述的电场分布与全波仿真分析的一致.



(a)TE_{100}模f=4.94GHz (b)TE_{102}模f=6.04GHz (c)TE_{103}模f=8.54GHz

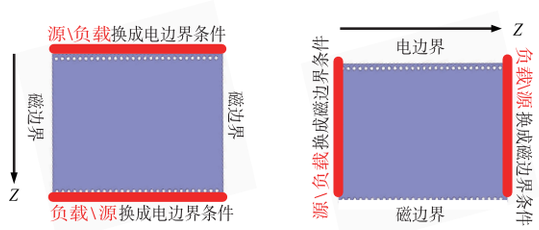
图6 三个主要模式的电场分布图(W_{RE}=16.26mm, L_{RE}=23mm)

2.5 一个电边界条件和三个磁边界条件下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(e)所示,该边界条件下的 SIW 谐振腔与矩形波导的等效变换式为[14]:

$$\begin{aligned} &W_{RE}=W_{RE'}+\Delta W \\ &W_{RE'}=2W_{QSIW}-1.08\frac{D^2}{b}+0.1\frac{D^2}{2W_{QSIW}} \\ &\Delta W=(0.05+\frac{0.3}{\varepsilon_r})\ln(0.79\frac{W_{RE'}}{h^3}+ \\ &\frac{104W_{RE'}-261}{h^2}+\frac{38}{h}+2.77) \end{aligned} \tag{21}$$

对于此边界条件下的矩形结构的 SIW 谐振腔,与 2.4 节的分析方法类似,同样具有以下两种构成方式,见图 7。



(a)磁边界条件下的传输线加载两个电边界条件 (b)一个电边界和一个磁边界条件下的传输线加载两个磁边界条件

图7 此边界条件下SIW谐振腔的两种构成方式:其中上下面为电边界

基于图 7(a)的构成机理,谐振腔的工作模式为 $TE_{2n-1,0,0}$模. 基于图 7(b)的构成机理,谐振腔的工作模式为 $TE_{2m-1,0,p}$模. 基于以上分析可知,该边界条件下的 SIW 谐振腔,其工作模式为 TEM 模式、TE 模式和 TM 模式. 主模为 TEM 模式.

对于 $TE_{2n-1,0,0}$模式,利用边界条件和麦克斯韦方程组,计算得到其电场分量为:

$$E_y=\frac{-j2\omega\mu W_{RE}}{\pi}H_{10}\sin\frac{(2n-1)\pi x}{2W_{RE}} \tag{22}$$

其谐振频率为:

$$f_{2n-1,0,0}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\frac{2n-1}{2W_{RE}} \tag{23}$$

对于 $TE_{2m-1,0,p}$模式,利用边界条件和麦克斯韦方程组,计算得到其电场分量为:

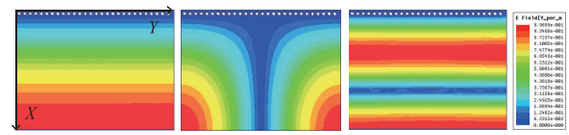
$$E_y=\frac{-j2\omega\mu W_{RE}}{\pi}H_{10}\sin\frac{m\pi x}{2W_{RE}}\cos\frac{p\pi z}{(1+\frac{1}{p-1})L_{RE}} \tag{24}$$

其谐振频率为:

$$f_{2m-1,0,p}=\frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{(\frac{2m-1}{2W_{RE}})^2+(\frac{p}{(1+\frac{1}{p-1})L_{RE}})^2} \tag{25}$$

其中,m,p 为正整数,$p\geqslant 2$.

显然,沿 X 轴,半驻波数只能为奇数个. 利用 HFSS 全波仿真,得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 8 所示,可以看出,计算式(22)和(24)描述的电场分布与全波仿真分析的一致.



(a)TE_{100}模f=2.39GHz电场 (b)TE_{102}模f=4.23GHz电场(c)TE_{300}模f=7.17GHz电场

图8 三个主要模式的电场分布图(W_{RE}=33.9mm, L_{RE}=23mm)

2.6 四个磁边界条件下的 SIW 谐振腔场分析

如图 1(f)所示,磁边界条件下的 SIW 传输线,横向场也可以用纵向场表示. 纵向场 E_z 和 H_z 满足以下亥姆霍兹方程:

$$(\frac{\partial^2}{\partial x^2}+\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_c^2)\begin{Bmatrix}E_{0z}(x,y)\\H_{0z}(x,y)\end{Bmatrix}=0 \tag{26}$$

对于 TE 模式,边界条件为:

$$\begin{cases}H_{0z}(x,y)|_{x=0,a}=0\\H_{0z}(x,y)|_{y=0,b}=0\end{cases} \tag{27}$$

联立以上两式,基于分离变量法,解得:

$$H_z(x,y,z)=H_{mn}\sin\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b}e^{-j\beta z} \tag{28}$$

其中,$m+n>1$. 对于其他场分量,可以由式(2)求得.

对于 TM 模式,边界条件为:

$$\begin{cases}H_x=\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial y}|_{y=0,b}=0\\H_y=\frac{-j\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial x}|_{x=0,a}=0\end{cases} \tag{29}$$

联立以上两式,解得

$$E_z(x,y,z)=E_{mn}\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-j\beta z} \tag{30}$$

其中,$m+n>0$. 对于其他场分量,同样由式(2)求得.

对于此种边界条件下的 SIW 谐振腔,其本质上是双导体结构,因此其主要工作模式为 TEM 模,同时还会有高次的 TE 或者 TM 模式的存在.

对于 TE_{n00} 模式,利用边界条件,求得电场分量为:

$$E_y = \frac{-j\left(1+\frac{1}{n-1}\right)\omega\mu W_{RE}}{\pi} H_{10}\cos\frac{n\pi z}{\left(1+\frac{1}{n-1}\right)L_{RE}} \tag{31}$$

求得其谐振频率为:

$$f_{n00} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\frac{n}{\left(1+\frac{1}{n-1}\right)W_{RE}} \tag{32}$$

其中,$n \geqslant 2$.

对于 TE_{m0p} 模式,利用边界条件,求得电场分量为:

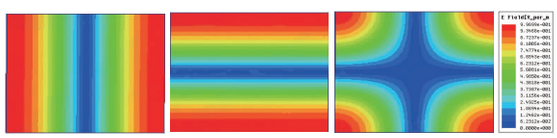
$$E_y = \frac{-j\left(1+\frac{1}{m-1}\right)\omega\mu W_{RE}}{\pi} H_{10}\sin\frac{m\pi x}{\left(1+\frac{1}{m-1}\right)W_{RE}}\cos\frac{p\pi z}{\left(1+\frac{1}{p-1}\right)L_{RE}} \tag{33}$$

求得其谐振频率为:

$$f_{m0p} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m}{\left(1+\frac{1}{m-1}\right)W_{RE}}\right)^2 + \left(\frac{p}{\left(1+\frac{1}{p-1}\right)L_{RE}}\right)^2} \tag{34}$$

其中,$m \geqslant 2$,$p \geqslant 2$.

利用 HFSS 全波仿真,得到该边界条件下的 E_y 分量的场分布如图 9 所示,可以看出,计算式(31)和(33)描述的电场分布与全波仿真分析的一致.



(a)TE_{002}模 f=3.49GHz　(b)TE_{200}模 f=4.58GHz　(c)TE_{202}模 f=5.76GHz

图9　三个主要模式的电场布图（W_{RE}=17.5mm, L_{RE}=23mm）

目前,分析微带贴片(本文称为四个磁边界条件的 SIW 谐振腔)最常用的分析方法分为传输线谐振腔法和空腔模型理论[21].

与分析微带贴片的这两种经典复杂的数学方法相比,本文提出的分析方法以经典的矩形波导理论为出发点,基于结构的对称和演变关系,采用等效原理,完成对单导体结构和双导体结构的场分布分析和谐振频率的计算. 该方法避开了复杂的数学推导,同时具有很好的普适性.

基于全波仿真分析得到的谐振频率与基于推导的计算式计算得到的谐振频率如表 1 所示. 可以发现,两者具有很好的一致性,从而验证了理论分析与计算公式的正确性. 磁边界具有镜像作用,基于磁边界的结构可以有利于微波器件小型化的设计. 由于磁边界的对称性,使得沿磁边界切割时,不会破坏表面电流的分布,即不会影响场结构. 基于此原理,以上六种边界条件下的 SIW 谐振腔具有规律性的演变关系,如图 10 所示.

表 1　不同方法计算得到的谐振频率比较

边界条件	前三个模式	全波仿真(GHz)	计算值(GHz)
四个电壁	TE_{101}	6.21	6.21
	TE_{201}	9.02	9.02
	TE_{102}	10.57	10.56
三个电壁和一个磁壁	TE_{101}	4.46	4.45
	TE_{102}	7.91	7.91
	TE_{301}	8.10	8.04
两个电壁和两个磁壁(临壁相同)	TE_{101}	2.99	2.96
	TE_{103}	5.90	5.86
	TE_{301}	7.39	7.32
两个电壁和两个磁壁(临壁不同)	TE_{100}	4.94	4.93
	TE_{102}	6.04	6.04
	TE_{103}	8.54	8.54
一个电壁和三个磁壁	TE_{100}	2.39	2.37
	TE_{102}	4.23	4.21
	TE_{300}	7.17	7.11
四个磁壁	TE_{002}	3.49	3.49
	TE_{200}	4.58	4.58
	TE_{202}	5.76	5.76

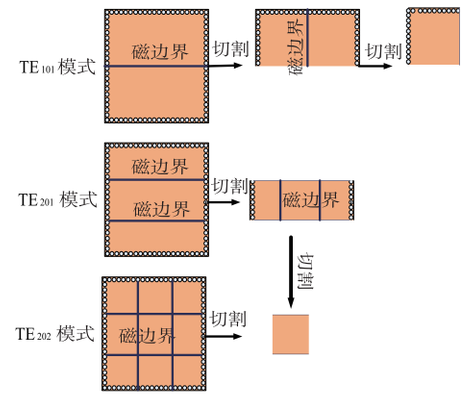


图10　六种SIW谐振腔的演变关系图

3　基于不同边界条件 SIW 谐振腔的微波器件设计实例

对于 2.1 节、2.2 节和 2.3 节描述的 SIW 谐振腔,文献[1,4,7]已经给出了基于此结构的微波器件的设计实例,对于其他结构则几乎没有文献涉及. 基于以上

研究现状,本节仅给出基于2.5 节和2.6 节描述的 SIW 谐振腔构成的微波器件的设计实例.

3.1 基于一个电边界和三个磁边界条件的 SIW 带通滤波器设计实例

由于磁边界的镜像作用,该结构的 SIW 谐振腔可以很好的实现器件的小型化. 此外,根据图 8(*a*)、(*b*)可知,该结构可以设计为双模谐振腔. 并且该谐振腔的前两个模式:TEM 模和 TE_{102} 模,可以实现独立调节. 基于以上分析,本节设计了一款双模带通滤波器[16~20]. 其利用的两个模式分别为 TEM 模(TE_{100} 模)和 TE_{102} 模,这是一对非简并模式的双模. 谐振腔内部引入两个非谐振槽缝分别实现对滤波器的两个谐振频率和通带带宽的调节,L_7 调节 TEM 模式,L_8 调节 TE_{102} 模. 槽缝也能够引入传输零点. 为了实现更好的带外抑制性和带内选择性,设计了如图 11 所示的馈电机制,增加了源与负载耦合,这是目前滤波器设计中常用的方法[9]. 基于该结构的带通滤波器具有四个传输零点,两个零点位于低频段,两个零点位于高频端,因此具有很好的带外抑制性. L_3 和 L_6 用于调节带外抑制度,但不会引入传播零点. L_9 用于提高通带内的反射损耗 S_{11}. 全波分析结果表明,与不采用 L_9 的结构相比,通过选择合适尺寸,S_{11} 可以改善 15dB 左右,并且不影响通带带宽和插损 S_{21},设计的滤波器实物如图 12 所示. 滤波器可以采用多模协同工作的模式、利用多个谐振腔及非谐振缝隙、通过改变耦合馈线,控制其工作带宽特性.

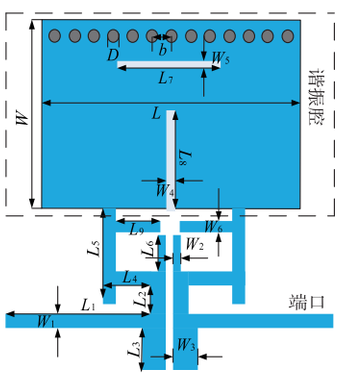


图11 双模SIW滤波器结构图

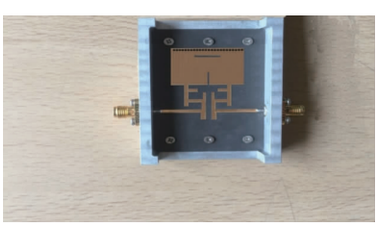


图12 双模SIW滤波器实物图

测试与仿真曲线如图 13 所示. 其 3dB 相对带宽为

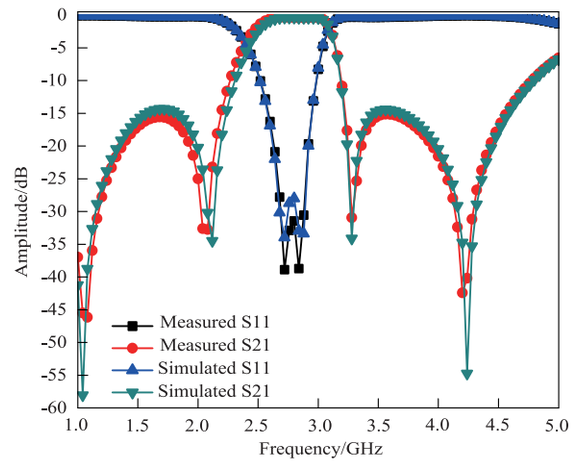


图13 双模滤波器仿真与测试曲线

24.8%,通带内插损优于 -0.4dB,带内反射优于 -30dB,带外抑制也优于 -15dB,四个传输零点分别为 1.06GHz,2.06GHz,3.29GHz,4.22GHz. 该滤波器适用于 WLAN\2.4GHz 通信,性能较好,其尺寸见表 2. 此外,通过调节引入的非辐射槽缝,使双模的频点分离,也可以用于双模双频段的 SIW 带通滤波器的设计,但是这样会带来结构复杂度的增加,设计成本也会增大.

表 2 滤波器尺寸

参数	h	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5	W_6	D	L_1
尺寸(mm)	0.5	1.1	0.7	1.3	0.7	0.6	1.35	0.6	21.8
参数	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	b
尺寸(mm)	4.9	3.0	6.4	6.1	4.0	4.0	10.0	4.5	0.8

本节给出了与基于其他双模技术和双模结构设计的滤波器的指标性能对比,如表 3 所示. 与其他结构相比,本文设计的滤波器具有较小的尺寸,较高的频率选择性以及较低的插入损耗.

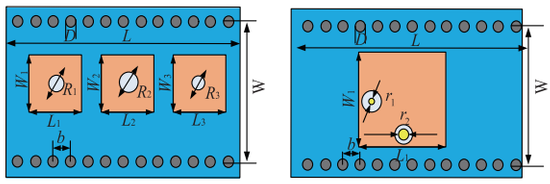
表 3 滤波器指标对比

参考文献	频率(GHz)	带宽	插损/反射(dB)	体积($\lambda_g \times \lambda_g$)	传输零点个数
[16]	14.5	4.84%	2.6/16	1.01×1.01	2
[17]	34	2.06%	5/18	No	1
[18]	11.4	3.06%	No /12	No	2
[19]	18	5.25%	2.4/18	No	2
[20]	8.5	42%	1.1/11	1.25×0.63	3
本文	2.5	31.57%	1.6/30	0.45×0.34	3

3.2 基于四个磁边界条件的 SIW 均衡器设计实例

四个磁边界条件的 SIW 谐振腔,也同样具有许多优异的性质,由图 9 描述的电场分布可知,TE_{200} 和 TE_{002} 模式相互正交,通过合适的馈电结构和馈电位置,可以实现两个模式的衰减量和谐振频率独立可调,此时的

谐振腔成为双模谐振腔. 但是该馈电结构只能是电耦合(探针耦合),且馈电位置位于谐振腔边缘中心,如图 14(*b*),否则无法激励起双模. 如果采用磁耦合(小孔耦合),则会同时激励其两个模式,无法独立可调. 如果设计谐振腔为正方形结构,馈电位置在谐振腔中心,则可以设计成单模谐振腔,如图 14(*a*). 此种结构由于馈电结构较为简单,因此成本较低. 而采用探针馈电,对工艺要求较高,结构复杂度增加.



(*a*) 基于小孔馈电的SIW均衡器　(*b*) 基于探针馈电的SIW均衡器

图14　不同馈电结构的SIW均衡器结构

基于以上分析,本节设计了如图 14(*a*)所示结构的均衡器,采用小孔耦合的馈电方式. 设计均衡器时,采用的是 TEM 模式(TE_{200}和 TE_{002}模式). 对于均衡器的均衡原理和调节机制,文献[4]已经阐述的很详尽,这里不再赘述. 对于一个给定的三频点的目标曲线,本文设计的均衡器的均衡曲线如图 15 所示,其尺寸如表 4 所示. 从测试结果可以发现,该均衡器的均衡效果较好,误差在 1dB 范围内,且其反射损耗带内优于 -10dB,无需附加额外的定向耦合器结构,成本大大降低. 反射波对于前级放大器的干扰较小,具有较好的应用前景.

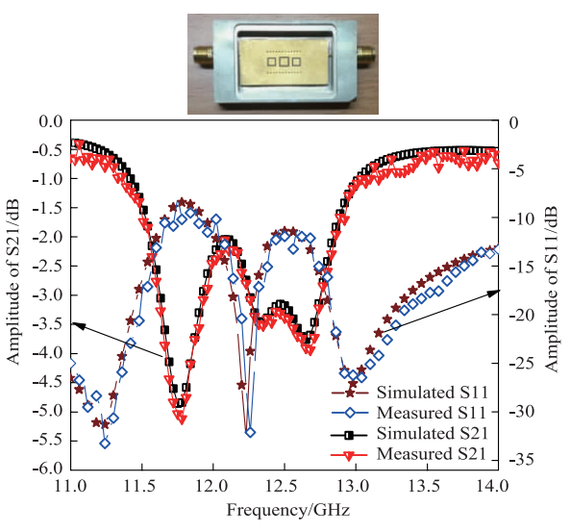


图15　均衡器及其测试曲线

表 4　均衡器尺寸

参数	h	W_1	W_2	W_3	D	b	W
尺寸(mm)	0.5	6.0	6.4	6.2	0.6	0.8	20
参数	L_1	L_2	L_3	R_1	R_2	R_3	L
尺寸(mm)	6.0	6.4	6.2	1.4	1.2	1.2	18

4　结论

本文分析了不同边界条件下 SIW 谐振腔的场结构,建立起完备的 SIW 谐振腔体系. 给出了导模场的计算式和谐振频率公式. 提出了一种等效原理,首次阐述了在 SIW 谐振腔内 TEM 模式和 TE 模式的共存机理. 基于场结构和模式分析方法,首次设计了基于三个磁边界和一个电边界的 SIW 谐振腔的双模带通滤波器和基于四个磁边界的 SIW 均衡器. 测试结果表明,器件的性能良好,验证了本文理论分析的正确性. 本文提出的理论方法具有较大的应用前景,为微波器件的小型化设计提供了研究思路.

参考文献

[1] Y Q Wang, H Wei, Y D Dong, B Liu, H J Tang, J Chen, X Yin, K Wu. Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) bandpass filter [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(4): 265 – 267.

[2] Z C Hao, W Hong. Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(2): 97 – 99.

[3] 翟国华,洪伟. 集成宽带折叠半模基片集成波导带通滤波器[J]. 电子学报,2010,38(4):825 – 829.
Zhai Guo-hua, Hong Wei. Integrated wideband folded half mode substrate integrated waveguide bandpass filter [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 825 – 829. (in Chinese)

[4] 王树兴,周东方,张德伟,吕大龙. 半模基片集成增益均衡器的设计和实现[J]. 电子学报,已录用.
Wang Shuxing, Zhou Dongfang, Zhang Dewei, Lv Dalong. The design and realization of half mode substructure integrated waveguide gain equalizer [J]. Acta Electronica Sinica, Accepted.

[5] A K Horestani, C Fumeaux, S F Al-Sarawi, D Abbott. Split ring resonators with tapered strip width for wider bandwidth and enhanced resonance [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012, 22(9): 450 – 452.

[6] J Naqui, M D Sindreu, F Martín. Modeling split-ring resonator (SRR) and complementary split-ring resonator (CSRR) loaded transmission lines exhibiting cross-polarization effects [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 12: 178 – 181.

[7] C Jin, Z X Shen. Compact triple-mode filter based on quarter-mode substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(1): 37 – 45.

[8] R Q Li, X H Tang, F Xiao. Substrate integrated waveguide dual-mode filter using slot lines perturbation [J]. Electron-

ics Letters,2010,46(12),845 – 846.

[9] F Chen, K Song, B Hu, Yong Fan. Compact dual-band bandpass filter using HMSIW resonator and slot perturbation [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2014,24(10):686 – 688.

[10] 林海立,毛军发,张文梅. 基于 PBG 结构的双模带通滤波器设计及理论分析[J]. 电子学报,2005,33(8):1506 – 1508.
Lin Hai-li,Mao Jun-fa,Zhang Wen-mei. Dual-mode band pass filters design based on PBG structures and theoretical analysis [J]. Acta Electronica Sinica,2005,33(8):1506 – 1508. (in Chinese)

[11] J K Lee, Y S Kim. Ultra-wideband bandpass filter with improved upper stopband performance using defected ground structure [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2010,20:316 – 318.

[12] Z C Hao,W Hong,J X Chen,X P Chen,K Wu. Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2005,53(9):2968 – 2977.

[13] Dominic Deslandes,Ke Wu. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2001,11(2):68 – 70.

[14] F Xu,Ke Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2005,53(1):66 – 72.

[15] Qinghua Lai, Christophe Fumeaux, Wei Hong, Rüdiger Vahldieck. Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2009,57(8):1996 – 2004.

[16] Li R Q,X H Tang,F Xiao. Substrate integrated waveguide dual-mode filter using slot lines perturbation [J]. Electronics Letters,2010,46(12):845 – 846.

[17] Zhang Z Y, Wu K, Yang N. A millimeter-wave sub-harmonic self-oscillating mixer using dual-mode substrate integrated waveguide cavity [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58 (5): 1151 – 1158.

[18] Yang Z,Luo B,Dong J,et al. X-band low-phase noise oscillator employing substrate integrated waveguide dual-mode filter [J]. Electronics Letters, 2015, 51 (6): 494 – 495.

[19] L Szydlowski,N Leszczynska,A Lamecki,M Mrozowski. A substrate integrated waveguide(SIW) bandpass filter in a box configuration with frequency-dependent coupling [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2012,22(11):556 – 558.

[20] R S Chen, S Wong, L Zhu, Q Chu. Wideband bandpass filter using U-slotted substrate integrated waveguide (SIW) cavities [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2015,25(1):1 – 3.

[21] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1991. 10 – 25.

作者简介

王树兴 男. 1990 年 9 月出生,山东临沂人. 2016 年获得解放军信息工程大学工学硕士学位,现为信息工程大学博士研究生,主要研究方向为微波毫米波电路理论技术及微波无源器件的设计.
E-mail:wangshuxing000@126.com.

张德伟 男. 1973 年出生,吉林九台人,2005 年获博士学位,硕导,教授,主要研究方向为电磁场微波技术、微波无源器件和有源器件、微波测量等.