

双模方形谐振腔增益均衡器的设计与实现

刘 庆, 张德伟, 王树兴, 周东方, 吕大龙, 张 毅

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002)

摘 要: 针对均衡器小型化、高 Q 值的应用需求, 提出并设计了一个工作在 Ku 波段的双模方形基片集成波导谐振腔均衡器. 设计了两个正交的耦合缝隙, 在谐振腔中激励起简并模 TE_{201} 和 TE_{102} ; 使用金属柱微扰其中一个模式, 实现独立调节该模式的谐振频率, 并且频率调节自由度高; 研究了薄膜电阻的加载位置, 实现独立调节两个模式的衰减量和 Q 值; 分析了双模谐振腔级联后谐振频率偏移量及可调性, 给出了双模谐振腔均衡器的分析和设计方法. 相比于传统单模谐振腔均衡器, 该结构均衡器保持了原有的工作性能, 并减少了一半数量的谐振腔, 使得结构更加紧凑. 测试结果与仿真结果吻合, 最大误差 0.4 dB.

关键词: 双模谐振腔; 均衡器; 基片集成波导; 独立调节; 小型化

中图分类号: TN715 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)09-2162-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.09.016

Design and Implementation of Gain Equalizer Based on Dual-Mode Square Resonators

LIU Qing, ZHANG De-wei, WANG Shu-xing, ZHOU Dong-fang, LÜ Da-long, ZHANG Yi

(Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China)

Abstract: A gain equalizer operating on Ku-band based on dual-mode square substrate integrated waveguide (SIW) resonators are designed according to miniaturization and high Q -factor. Two orthogonal coupling slots are designed to excite degenerate modes (TE_{201} and TE_{102}) in a square cavity; two perturbation metal holes in the vertical direction are employed to perturb TE_{102} mode to tune resonant frequency easily for fitting a target curve. The positions of the film resistors loaded on cavity are investigated to realize attenuations and Q -factor of the dual-mode tuning independent. The frequency offsets and tune of the resonant of the dual-mode cavity after the two resonant cavities cascaded are analyzed. Analysis and design method of the proposed equalizer based on dual-mode resonators are presented. Compared with equalizer based on single mode resonators, the proposed equalizer keeps the original performance, and has smaller size for reducing by half the number cavities. The measured results and simulated results are matched well, and the maximum error is 0.4 dB.

Key words: dual-mode resonator; equalizer; substrate integrated waveguide; tune independent; miniaturization

1 引言

作为现代雷达系统中发射端的主要功率放大器件, 行波管的性能指标直接影响雷达系统的性能, 但由于行波管存在增益波动过大、无法等激励工作问题, 需要使用具有衰减特性的增益均衡器, 其衰减特性曲线与行波管放大器的增益波动特性相反, 起到增益均衡的作用, 减小行波管的输出增益波动, 提高雷达系统的整体性能^[1-5].

微波增益均衡器可以分为有源和无源两种, 由于无源结构在系统负担、反应时间和功率容量方面都具有更

好的优势, 因此得到了广泛的研究^[6-8]. 无源增益均衡器按主传输线结构可分为腔体结构、微带结构和基片集成波导结构. 腔体结构具有高 Q 值、可调性强等优点, 但是体积大, 不利于集成; 微带结构具有体积小、易加工、能够用于集成电路等优点, 但是微带线具有较高的损耗, 谐振器 Q 值低, 这些缺点限制了微带均衡器更广泛的应用^[9,10]; 基片集成波导是一种新型的传输线, 具有损耗小、高 Q 值、体积小、易加工等优点, 在天线、滤波器和均衡器等微波器件中得到了广泛的应用^[9-14]. 除了文献 [15] 外, 目前报道的均衡器, 它们都是基于单模谐振器设

计的增益均衡器. 而使用双模谐振器设计微波器件已经广泛应用在天线、滤波器和双工器中, 减少谐振单元的数量, 从而减小微波器件的尺寸、重量^[12-14, 16-19]. 在文献[15]中, 提出了基于微带双模谐振器设计均衡器, 利用阶梯阻抗谐振器增加微扰枝节设计小型化均衡器, 对谐振频率的调节进行了分析, 但该结构均衡器不能独立调节两个模式的衰减量和 Q 值, 拟合目标衰减曲线能力差, 在实际应用中具有较大的局限性.

本文提出一种基于双模方形基片集成波导谐振腔的增益均衡器. 实现独立调节一个谐振腔中两个模式的谐振频率和衰减量, 使得该结构均衡器具有较高拟合目标曲线的能力, 整体特性满足均衡器的设计要求, 并且减少了一半数量的谐振腔; 给出了双模谐振腔均衡器的分析和设计方法, 总结了其它可实现该结构均衡器的双模谐振单元; 分析了双模谐振腔均衡器子结构级联后谐振频率的偏移量, 及谐振频率、衰减量和 Q 值的可调性; 并给出了该结构均衡器部分参数的容差分析.

2 双模谐振腔均衡器的结构分析

2.1 双模方形谐振腔与耦合结构分析

双模方形基片集成波导谐振腔与主传输线耦合如图 1 所示, 它的两个工作模式为简并模 TE_{102} 和 TE_{201} , 可

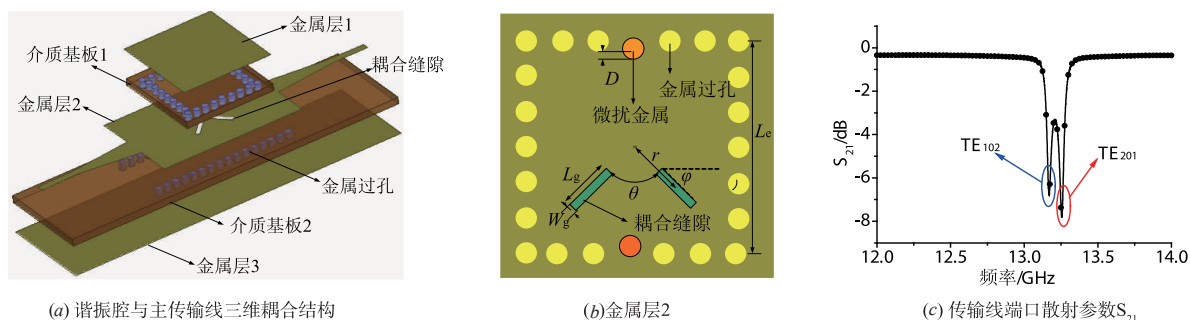


图1 三维耦合结构示意图及端口散射参数 S_{21}

当没有微扰金属柱时, 双模方形谐振腔的电场强度分布如图 2(a) 所示, 较低的谐振频率 f_1 为 TE_{102} 模的谐振频率, 较高的谐振频率 f_2 为 TE_{201} 模的谐振频率. TE_{102} 模的电场强度分布关于中心垂直线左右对称, 等效为磁壁, 称为偶模; TE_{201} 模的电场强度分布关于中心垂直线左右对称, 等效为电壁, 称为奇模^[19]; TE_{102} 和 TE_{201} 模的磁场

以通过金属柱微扰分离两个模式^[18, 19]. 谐振腔与主传输线耦合的三维结构如图 1(a) 所示, 由介质基板 1、金属层 1 和金属层 2 及金属过孔构成谐振腔, 由介质基板 2、金属层 2、金属层 3 和金属过孔构成主传输线; 通过在金属层 2 蚀刻正交的耦合缝隙, 如图 1(b) 所示, 缝隙的长度为 L_g , 宽度为 W_g , 缝隙的中心与方形谐振腔中心的距离为 r , 两个耦合缝隙的夹角 $\theta = 90^\circ$, 并且与水平方向夹角 $\varphi = 45^\circ$, 能够在方形谐振腔中激励起的这两个模式. 当方形谐振腔中没有微扰金属柱时, 也就是 $D = 0\text{mm}$, 采用 HFSS 软件进行仿真, 得到主传输线端口的散射参数 S_{21} , 如图 1(c) 所示, 该谐振腔与主传输线耦合, 形成陷波结构, 相当于两个谐振腔的功能; S_{21} 曲线的两个极小值差值小于 1dB, 表明该双模谐振腔中两个模式的陷波能力相差较小; 并且极小值处对应两个谐振频率分别为 $f_1 = 13.17\text{GHz}$ 和 $f_2 = 13.255\text{GHz}$; 由于该耦合结构对方形谐振腔中的两个模式与主传输线进行耦合产生的扰动具有差异性, 导致两个模式的谐振频率 f_1 和 f_2 相差 85MHz. 由图 1(c) 可知, S_{21} 曲线比较尖锐, 表明该双模谐振腔具有较高的 Q 值, 在拟合目标均衡曲线时, 具有比较高拟合精度. 本文采用氧化铝陶瓷介质板, 介电常数 $\epsilon_r = 9.8$, 高度 $h = 0.88\text{mm}$.

强度分布如图 2(b) 所示, 也具有相似的对称性.

2.2 谐振频率调节分析

在没有微扰金属柱时, 通过耦合缝隙在方形谐振腔中激励起 TE_{102} 和 TE_{201} 模的谐振频率不相等, 为了在调节谐振频率时, 实现两个模式的谐振频率工作在要求的频率点, 提高均衡曲线的拟合精度, 通过金属柱微

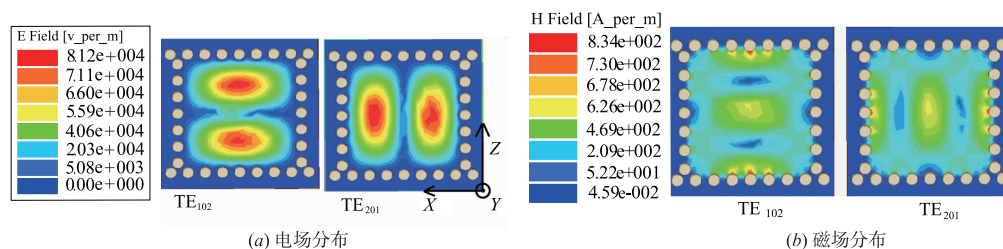


图2 双模谐振腔中的场强度分布($D=0\text{mm}$)

扰 TE_{102} 模的场结构, 实现灵活调节谐振频率的目的; 微扰金属柱的位置在垂直方向, 如图 1(b) 所示, 根据该谐振腔中的场分布图可知, 微扰金属柱位于 TE_{201} 模电场和磁场强度最弱的位置, 因此它对 TE_{201} 模的影响很小, 可忽略不计; 而位于 TE_{102} 模的磁场强度远高于电场强度的位置, 在微扰状态下, TE_{201} 模的谐振频率保持不变, TE_{102} 模的谐振频率随着 D 的增加往高频方向连续可调, 并且 TE_{102} 模的谐振频率由小于 TE_{201} 模的谐振频率变化到大于 TE_{201} 模的谐振频率, 仿真结果如图 3 所示, 当 $D=0.1\text{mm}$ 时, 两个模式的谐振频率相等; 同理, 可知, 若微扰金属柱在水平方向, 随着偏离距离 D 的增加, TE_{102} 模的谐振频率保持不变, TE_{201} 模的谐振频率只能往高频方向移动, 导致谐振频率不能工作在 f_1 和 f_2 之间, 这限制了频率调节的自由度, 导致拟合目标曲线能力差, 因此在垂直方向上增加微扰金属柱。

当方形谐振腔中的模式没有受到微扰时, 其 TE_{m0n} 模的谐振频率可以由式(1)进行计算^[11]:

$$f_{m0n} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_e'}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_e'}\right)^2} \quad (1)$$

其中 $L_e' = L_e - d_{\text{via}}^2 / (0.95s_{\text{via}})$, 是方形谐振腔的等效边长, c 是真空中光速, ϵ_r 是介电常数。

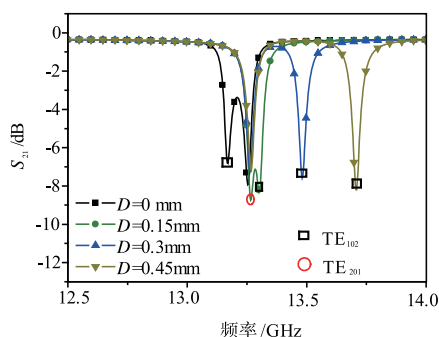


图3 谐振频率调节

2.3 衰减量调节分析

为了实现独立调节谐振腔中的两个模式的衰减量和 Q 值, 给出了双模方形谐振腔 TE_{102} 和 TE_{201} 模的表面电流表达式^[20]:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{TE_{102}} = & \frac{j2\pi E_{0y}}{5\omega_0\mu L_e'} \sin\left(\frac{\pi}{L_e'}x\right) \cos\left(\frac{2\pi}{L_e'}z\right) \mathbf{z} \\ & + \frac{j\pi E_{0y}}{\omega_0\mu L_e'} \cos\left(\frac{\pi}{L_e'}x\right) \sin\left(\frac{2\pi}{L_e'}z\right) \mathbf{x} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{TE_{201}} = & \frac{j2\pi E_{0y}}{5\omega_0\mu L_e'} \sin\left(\frac{2\pi}{L_e'}x\right) \cos\left(\frac{\pi}{L_e'}z\right) \mathbf{z} \\ & + \frac{j\pi E_{0y}}{\omega_0\mu L_e'} \cos\left(\frac{2\pi}{L_e'}x\right) \sin\left(\frac{\pi}{L_e'}z\right) \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3)$$

由式(2)和(3)可知, 当 $x=0, L_e'$ 且 $z=L_e'/2$ 时, TE_{102} 模的表面电流为零, TE_{201} 模的表面电流处于最大值, 并且

为 x 方向; 当 $z=0, L_e'$ 且 $x=L_e'/2$ 时, TE_{102} 模的表面电流处于最大值, 并且为 z 方向, TE_{201} 模的表面电流为零. 因此, TE_{102} 模的表面电流最大值处于 TE_{201} 模电流的零点位置, 因此在该电流零点位置增加薄膜电阻只影响 TE_{102} 模, 可以达到独立调节 TE_{102} 模的衰减量和 Q 值; 根据简并模 TE_{102} 和 TE_{201} 电流分布的对称性, 同理可独立调节 TE_{201} 模。

为了更直观的分析独立调节 TE_{201} 和 TE_{102} 模的衰减量和 Q 值, 给出了这两种模式的电流分布图, 如图 4 所示, TE_{102} 模旋转 90° 可以得到 TE_{201} 模的电流分布图. 为了调节衰减量和 Q 值, 在谐振腔表面加载薄膜电阻, 如图 4 所示, 黑色部分表示薄膜电阻, 电阻 R_1 只影响 TE_{102} 模的电流, 从而只改变该模式的衰减量和 Q 值, 而 TE_{201} 模保持不变. 随着电阻阻值的增加, 表面损耗变大, 衰减量减小^[4], Q 值降低, 仿真结果如图 5 所示; 根据结构的对称性可知, R_2 只影响 TE_{201} 模的衰减量和 Q 值. 因此实现了独立调节谐振腔中两个模式衰减量和 Q 值的目的, 这提高了双模谐振腔均衡器的调节能力, 在实际应用时, 便于调节得到目标衰减曲线。

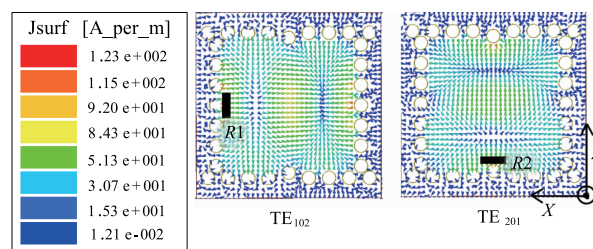


图4 电流分布图及加载薄膜电阻的位置($D=0.3\text{mm}$)

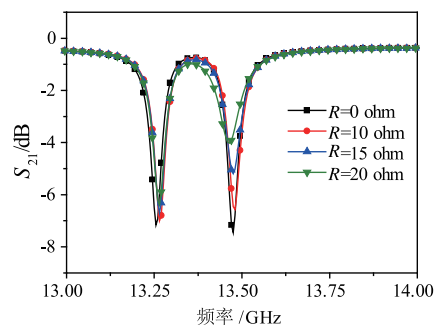


图5 衰减量调节($D=0.3\text{mm}$)

2.4 其他双模谐振单元分析

上文主要针对双模方形基片集成波导谐振腔, 及它的耦合结构、频率调节和衰减量的调节进行分析, 本文设计的耦合结构也可以用于与方形谐振腔具有相似结构的谐振腔, 如双模圆形基片集成波导谐振腔^[18,21], 采用该耦合结构与主传输线进行耦合, 可以激励起 TM_{110} 的奇模和偶模; 而且在双模椭圆形基片集成波导谐振腔^[21] 也能激励起类 TM_{110} 的奇模和偶模. 对于奇模

和偶模的谐振频率和衰减量的独立调节,这两种谐振腔可以直接使用本文给出的分析与设计的方法。

此外,设计合适的耦合结构,也能够方形贴片和圆形贴片等双模谐振腔激励起两个简并模^[22-24],并且可以使用本文给出的分析方法进行双模均衡器的设计;对于微带双模结构,如 E 型双模谐振器等^[25],不易给出电流分布的表达式,可以通过分析双模谐振器的电流分布图,用于分析奇模和偶模衰减量和 Q 值的独立调节,简化均衡器的设计。

3 均衡器设计与测试

3.1 双模谐振腔级联分析

上文主要分析了单个双模谐振腔与传输线耦合构成双模谐振腔均衡器子结构的可调性,但是均衡器根据行波管的工作特性一般由多个均衡器子结构级联来拟合目标衰减曲线,为了进一步研究多谐振腔级联后均衡器的可调性及工作带宽的可拓展性,分析两个双模谐振腔级联后谐振频率变化特性成为必不可少的环节。均衡器应用在行波管放大器之前,对等功率输入信号在各频点产生固定的衰减,使行波管放大器输出效率最高,因此行波管的带宽决定了均衡器的工作带宽,进而根据带宽和衰减曲线的复杂程度决定谐振腔的数目。

两个基片集成波导均衡器子结构级联有两种方式,级联 1:两层介质板构成的均衡器,谐振腔水平方向平行放置分别与主传输耦合,三维结构如图 6(a) 所示,谐振腔与传输线之间的金属层如图 6(b) 所示;级联 2:三层介质板构成的均衡器,谐振腔上下放置分别与传输线耦合,如图 6(c),谐振腔 1 和谐振腔 2 与传输线之间的金属层分别为图 6(d) 和 6(e) 所示。两种级联情况谐振腔具有相同尺寸的谐振腔和正交耦合缝隙,谐振腔 1 和谐振腔 2 的边长分别为 $L_{e1} = 9\text{mm}$, $L_{e2} = 8.6\text{mm}$,当微扰金属柱偏离谐振腔边缘的距离 $D_1 = 0.3\text{mm}$, $D_2 = 0.3\text{mm}$ 时,两个谐振腔单独与传输线耦合时及两个谐振腔级联时的谐振频率对比如表 1 所示,其中差值 1 表示:单谐振腔与传输线耦合时与双谐振腔级联 1 时谐振频率的差值;差值 2 表示:单谐振腔时与双谐振腔级联 2 时谐振频率的差值。可知,谐振腔与传输线耦合时 TE_{102} 和 TE_{201} 模的谐振频率都要低于本征谐振频率,且正交耦合缝隙使 TE_{102} 模的谐振频率偏离本征谐振频率程度大于 TE_{201} 模,因此垂直方向上的微扰金属柱非常适合均衡器的频率调节;通过差值 1 和差值 2 对比可知,谐振腔级联时,双模谐振腔的谐振频率变化非常小,表明两个级联的双模谐振腔之间的耦合很小,可以忽略不计。

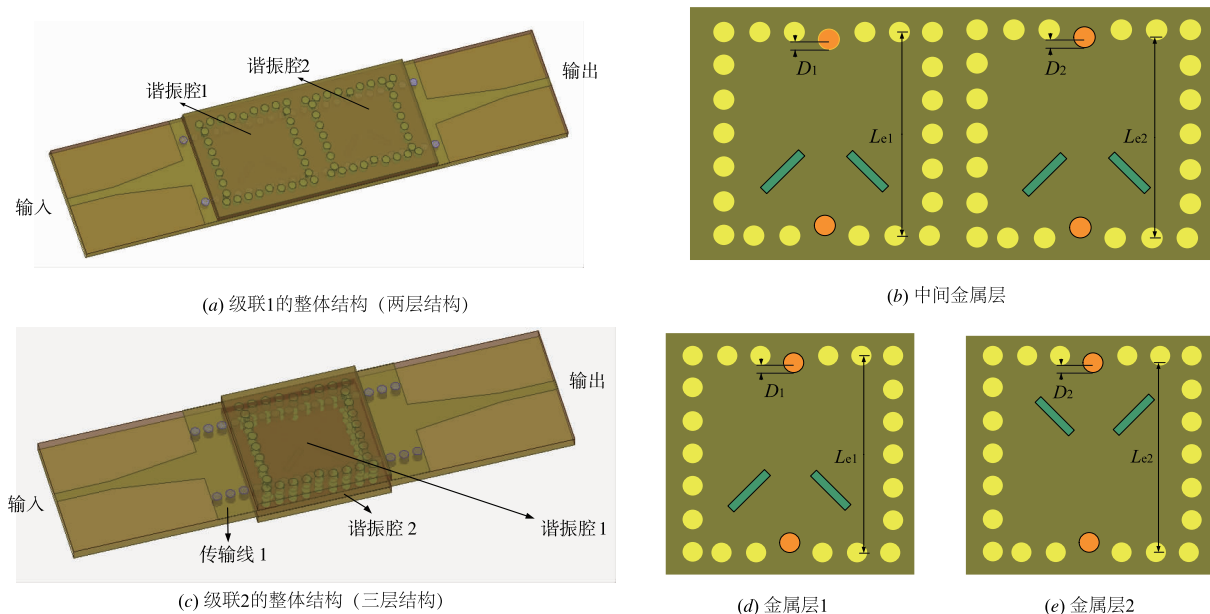


图6 两种谐振腔级联方式示意图

当谐振腔 1 和谐振腔 2 的尺寸保持不变,谐振腔 2 的微扰金属柱偏离距离 D 由 0mm 变化到 0.45mm 时,两种级联方式的谐振频率具有相同的变化规律:谐振腔 1 的 TE_{102} 和 TE_{201} 模及谐振腔 2 的 TE_{201} 模谐振频率及衰减量保持不变,同时谐振腔 2 的 TE_{102} 模的谐振频

率随 D 增加而增加,因此在级联情况下可以独立调节谐振腔 2 的 TE_{102} 模谐振频率;同理可知,谐振腔 1 的 TE_{102} 模谐振频率也可以独立调节。并且由于在每个谐振腔中激励起的 TE_{102} 和 TE_{201} 模的场分布与单谐振腔耦合时的场分布保持一致,如图 2 所示,所以谐振腔级

联时每个双模谐振腔中每个模式的衰减量和 Q 值保持很好的独立可调性。因此,多谐振腔级联时,在保持灵活的调节能力不变的情况下,可以满足工作频段更宽的行波管均衡目标曲线;并且谐振腔级联 2(三层结构)相对于级联 1(两层结构)结构更加紧凑。

表 1 谐振腔级联前后谐振频率对比 ($D_1 = 0.3\text{mm}, D_2 = 0.3\text{mm}$)

谐振腔	谐振腔 1 ($L_{e1} = 9\text{mm}$)		谐振腔 2 ($L_{e2} = 8.6\text{mm}$)	
	谐振频率	$f_{\text{TE}_{102}}/\text{GHz}$	$f_{\text{TE}_{201}}/\text{GHz}$	$f_{\text{TE}_{102}}/\text{GHz}$
本征模	13.033	12.766	13.713	13.405
单谐振腔耦合	12.780	12.610	13.370	13.220
级联 1	12.785	12.610	13.375	13.210
差值 1	0.005	0	0.005	0.010
级联 2	12.785	12.610	13.365	13.220
差值 2	0.005	0	0.005	0

表 2 给出了微扰金属柱偏离谐振腔边缘的距离 D 每变化 0.15mm ,单谐振腔耦合和双谐振腔级联时谐振频率的增加量,可知, D 越大, D 每增加 0.15mm ,谐振频率偏移量越大,这是由于 D 由 0mm 到 0.45mm 变化时,微扰体积非线性增长的引起的,并且,单谐振腔耦合时谐振频率增加量与双谐振腔级联时(级联 1 和级联 2)保持非线性增长的一致性。

表 2 微扰金属柱偏离谐振腔边缘的距离 D 对谐振频率的影响 ($L_e = 8.6\text{mm}$)

微扰金属柱偏离谐振腔边缘的距离 D (mm)	单谐振腔耦合时谐振频率增加量 (MHz)	双谐振腔级联 1 时谐振频率增加量 (MHz)	双谐振腔级联 2 时谐振频率增加量 (MHz)
0 ~ 0.15	130	142	155
0.15 ~ 0.30	178	163	160
0.30 ~ 0.45	228	205	220

3.2 均衡器结构与测量

由于谐振腔中的模式具有正交性,每个模式相互独立^[20],而且正交模 TE_{102} 和 TE_{201} 受到与主传输线的耦合扰动很小,所以耦合谐振腔中 TE_{102} 模和 TE_{201} 模之间的耦合可以忽略不计^[26]。由上文分析可知,双模谐振腔与传输线耦合级联后每个谐振腔的谐振频率、衰减量和 Q 值可以独立调节,因此双模谐振腔均衡器可以等效为两个独立的单模谐振腔与主传输线耦合,这简化了双模谐振腔均衡器的分析与设计。尤其在拟合目标均衡曲线时,均衡器的调试参数对衰减曲线的影响具有独立性,降低了均衡器调试的难度,使得双模谐振腔均衡器和单模谐振腔均衡器具有同样好的可调性。

基于以上分析和多层 PCB 工艺技术,本文设计了两个双模谐振腔级联(级联 1)的均衡器,如图 7 所

示,该均衡器具有两层结构,上层有两个双模谐振腔与下层基片集成波导传输线进行耦合,在谐振腔中激励起两个简并模 TE_{102} 和 TE_{201} ;每个谐振腔的表面有两个薄膜电阻,分别独立调节谐振腔中的奇模和偶模;每一个谐振腔中的微扰金属柱调节其中一个模式的谐振频率;两个与主传输线耦合的双模谐振腔等效为四个具有陷波功能的单模谐振腔,基片集成波导采用直线型微带渐变式过渡结构^[27,28]。该均衡器工作在 Ku 波段,针对某行波管放大器的目标衰减曲线,优化了该均衡器的设计参数,如表 3 所示。加工了该均衡器,实物如图 7(c) 所示,使用经同轴校准的 N5244A 网络分析仪进行测量,并使用 TRL 校准件对测量数据的误差进行去嵌入,除去 SMA 接头的影响,更加真实的反应该均衡器的实际性能^[29]。 S_{21} 的仿真及测量结果(去嵌入前后)如图 8(a) 所示,可知,测量结果和仿真结果一致性较好,去嵌入后的最大误差为 0.4dB ,通带内最大插入损耗为 0.65dB ,损耗小, S_{11} 的仿真及测试结果(去嵌入前后)如图 8(b) 所示,去嵌入后 S_{11} 优于 -10.87dB 。

表 3 均衡器的设计参数

参数	数值/单位
L_{e1}	9.06mm
L_{e2}	8.95mm
W_g	0.55mm
L_g	2.6mm
D_1	0.21mm
D_2	0.3mm
S_{via}	1.2mm
d_{via}	0.8mm
θ	90°
R_{11}	15.8ohm
R_{12}	12.9ohm
R_{21}	8.75ohm
R_{22}	15ohm

3.3 微扰金属柱的容差分析

微扰金属柱偏离谐振腔边缘的距离 D 对谐振频率影响如表 2 所示,考虑加工误差给均衡器的衰减曲线带来的误差,给出了部分参数 D 偏离 $\pm 15\mu\text{m}$ 以内的误差仿真曲线,如图 9 所示。由上文对谐振腔中的场分布分析可知,在设计优化均衡器时,微扰探针及薄膜电阻的位置适当偏离所要调节模式磁场的最强处,且不对另外一个模式产生明显的影响(保持各个调节参量的独立可调性),调节参数(D 和电阻 R) 变化同步步长时,减小谐振频率、衰减量及 Q 值的变化的大小,进而降低加工误差灵敏度,提高均衡器加工与仿真结果的一致性,降低不合格率。

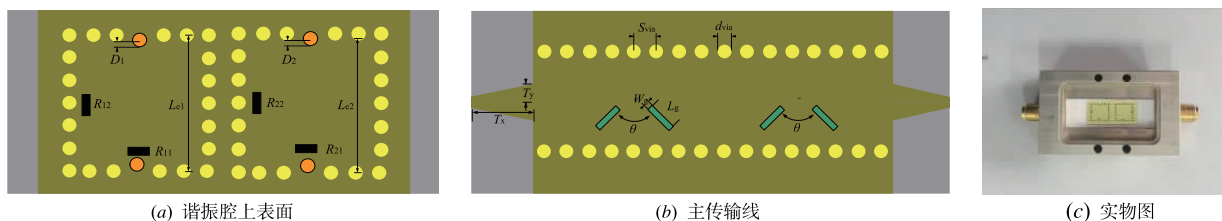


图7 双模谐振腔均衡器结构

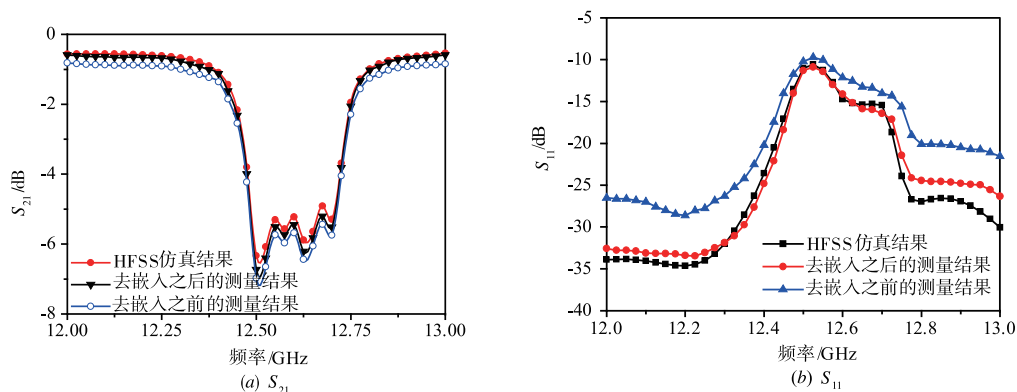
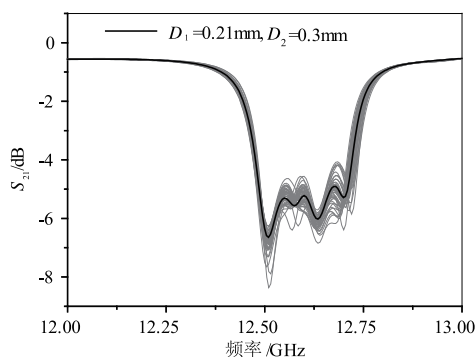


图8 均衡器的仿真及测量结果

图9 微扰金属柱的位置变化对 S_{21} 参数的影响

4 总结

本文提出使用双模方形基片集成波导谐振腔设计微波增益均衡器,给出理论分析与设计方法;总结了其它可实现双模谐振腔均衡器的双模谐振单元;并设计加工了一个工作在 Ku 波段的双模方形谐振腔均衡器.该均衡器保持了单模基片集成波导谐振腔均衡器的性能不变,减少了一半数量的谐振腔,具有更加紧凑的体积.对于给定的目标曲线,通过选取双模谐振腔的数量及尺寸,级联各个单元组成均衡器,调节微扰金属柱的位置及吸收电阻的阻值,可以拟合出复杂的目标衰减曲线.仿真与测试结果表明,该结构均衡器很好的满足了均衡器小型化、高 Q 值和高可调性的要求,双模谐振腔设计均衡器具有很好的应用价值.

参考文献

[1] 洪伟. 微波理论与技术的新进展和发展趋势[J]. 微波学

报,1996,12(4):341-344.

Hong Wei. New progress and development trend of microwave theory and techniques [J]. Journal of Microwave, 1996,12(4):341-344. (in Chinese)

[2] 王璇. 小型化毫米波增益均衡器的仿真设计[J]. 电讯技术,2007,47(5):112-115.

Wang Xuan. Simulation and design of miniaturized millimeter wave gain equalizer [J]. Telecommunication Engineering,2007,47(5):112-115. (in Chinese)

[3] 周东方,孙广祥,牛忠霞,任菁圃,吕昌. 大功率微波均衡器的分析和优化设计[J]. 真空电子技术,2000,(2):1-10.

ZHOU Dong-fang, SUN Guang-xiang, Niu Zhong-xia, Ren Jing-pu, Lv Chang. The analyzing and optimization designing of high-power microwave equalizer [J]. Vacuum Electronics,2000,(2):1-10. (in Chinese)

[4] 赵瑛,周东方,张德伟,牛忠霞. 薄膜电阻对微带均衡器的影响研究[J]. 电子与信息学报,2007,29(11):2751-2753.

Zhao Ying, Zhou Dong-fang, Zhang De-wei, Niu Zhong-xia. Study on the thin-film resistor influence on microstrip equalizer [J]. Journal of Electronics & Information Technology,2007,29(11):2751-2753. (in Chinese)

[5] 王鹏飞,陶业荣,宋庆辉. 基于 LTCC 技术的均衡器设计[J]. 无线电工程,2013,43(7):61-64.

WANG Peng-fei, TAO Ye-rong, SONG Qing-hui. Miniaturized equalizer design using LTCC technology [J]. Radio Engineering,2013,43(7):61-64. (in Chinese)

- [6] 成永东,李家胤. 多注速调管放大器的自适应均衡器研制[J]. 强激光与粒子束,2002,14(1): 107-110.
Cheng Yong-dong, Li Jia-yin. Study on microwave self-adapting equalizer for amplifier of multiple-beam klystron [J]. High Power Laser and Particle Beams,2002,14(1): 107-110. (in Chinese)
- [7] 刘亚男,何庆国,郝金中,王抗旱. 6~18 GHz 超宽带微带均衡器设计与实现[J]. 半导体技术,2010,35(1):23-26.
Liu Yanan, He Qingguo, Hao Jinzhong, Wang Kanghan. Design and implementation of 6~18 GHz super-broadband microstrip equalizer[J]. Semiconductor Technology,2010,35(1):23-26. (in Chinese)
- [8] 张勇,薛凯. 高均衡量微带宽带功率均衡器[J]. 强激光与粒子束,2008,20(7):1147-1150.
ZHANG Yong, XUE Kai. Microstrip power equalizer with great equal range [J]. High Power Laser and Particle Beams,2008,20(7):1147-1150. (in Chinese)
- [9] Shuxing Wang, Yongfei Wang, Dewei Zhang, Yi Zhang, Dongfang Zhou. Design of tunable equalizers using multilayered half mode substrate integrated waveguide structures added absorbing pillars[J]. Advances in Materials Science & Engineering,2015,2015(4):1-7.
- [10] Yongfei Wang, Dongfang Zhou, Yi Zhang, Chaowen Chang. Using multilayered substrate integrated waveguide to design microwave gain equalizer[J]. Advances in Materials Science & Engineering,2014,2014(30):1341-1344.
- [11] Jin Cheng, Rui Li, Arokiaswami Alphones, Xiaoyue Bao. Quarter-mode substrate integrated waveguide and its application to antennas design[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation,2013,61(6):2921-2928.
- [12] Tao Zhang, Wei Hong, Yan Zhang, Ke Wu. Design and analysis of SIW cavity backed dual-band antennas with a dual-mode triangular-ring slot[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation,2014,62(10):5007-5016.
- [13] Rezaee M, A R Attari. Realisation of new single-layer triple-mode substrate integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation[J]. IET Microwaves Antennas & Propagation,2013,7(14):1120-1127.
- [14] Hongjun Tang, Wei Hong, Jixin Chen, Guoqing Luo, Ke Wu. Development of millimeter-wave planar diplexers based on complementary characters of dual-Mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2007,55(4):776-782.
- [15] 邱雨,夏雷,延波. 基于双模谐振器的小型化均衡器设计[A]. 2015年全国微波毫米波会议论文集[C]. 合肥:中国电子学会微波分会,2015. 864-867.
Qiu Yu, Xia Lei, Yan Bo. Design of compact microstrip equalizer based on dual-mode resonator[A]. 2015 National Conference on Microwave Millimeter Wave[C]. Hefei: Chinese Institute of Electronics,2015. 864-867. (in Chinese)
- [16] Hizan H M, Hunter I C, Abunjaileh A I. Integrated dual-band radiating bandpass filter using dual-mode circular cavities [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2011,21(5):246-248.
- [17] Li P, Chu H, Chen R S. SIW magic-T with bandpass response[J]. IET Electronics Letters,2015,51(14):1078-1080.
- [18] Cheng F, Lin X Q, Lancaster M, et al. A dual-mode substrate integrated waveguide filter with controllable transmission zeros [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2015,25(9):576-578.
- [19] K Dhvaj, X Li, Z Shen, S Qin. Cavity resonators do the trick: A packaged substrate integrated waveguide, dual-band filter[J]. IEEE Microwave Magazine,2016,17(1):58-64.
- [20] David M Pozar. 微波工程(第3版)[M]. 张肇仪,周乐柱,吴德明,等,译. 北京:电子工业出版社,2006.
- [21] Zhang Z G, Fan Y, Cheng Y J, et al. A novel multilayer dual-mode substrate integrated waveguide complementary filter with circular and elliptic cavities (Sicc and Siec) [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012, 127(3):173-188.
- [22] Zhang R, Zhu L, Luo S. Dual-mode dual-band bandpass filter using a single slotted circular patch resonator[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2012,22(5):233-235.
- [23] Ye X F, Ke H Y, Zheng S Y. A millimeter-wave bandpass filter and balun filter based on circular sector patch[A]. 2015 International Workshop on Electromagnetics; Applications and Student Innovation Competition [C]. Hsinchu: IEEE,2015.
- [24] Wenquan Cao, Bangning Zhang, Aijun Liu, Tongbin Yu, Daosheng Guo, Xiaofei Pan. Multi-frequency and dual-mode patch antenna based on electromagnetic band-gap (EBG) structure[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation,2012,60(12):6007-6012.
- [25] S Saxena, S Porwal, K Soni, P Chhawchharia. Analysis and design of bandstop filter using E-shaped dual mode resonator[A]. Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2009 IEEE International Conference on[C]. Tel Aviv: IEEE,2009. 1-6.
- [26] W Shen, XW Sun, WY Yin, JF Mao, QF Wei. A novel single-cavity dual mode substrate integrated waveguide filter with non-resonating node[J]. IEEE Microwave &

Wireless Components Letters, 2009, 19(6): 368 – 370.

- [27] 李皓, 华光, 陈继新, 洪伟, 崔铁军, 吴柯. 基片集成波导和微带转换器的理论与实验研究[J]. 电子学报, 2004, 31(B12): 2002 – 2004.

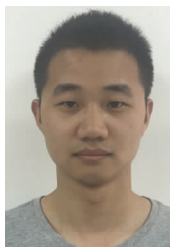
LI Hao, HUA Guang, CHEN Jin-xin, HONG Wei, CUI Tie jun, WU Ke. Theoretical and experimental investigation on the transition between the substrate integrated waveguide (SIW) and microstrip [J]. Acta Electronica

Sinica, 2004, 31(B12): 2002 – 2004. (in Chinese)

- [28] Deslandes D, Wu K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2001, 11(2): 68 – 70.

- [29] Marks R B. A multiline method of network analyzer calibration [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 1991, 39(7): 1205 – 1215.

作者简介

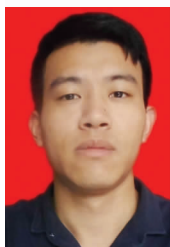


刘 庆 (通信作者) 男, 1991 年 5 月出生, 河南信阳人. 2014 年毕业于湖南大学, 2014 年进入信息工程大学学习, 现为硕士研究生. 主要研究方向为微波电路理论及微波滤波器和均衡器的设计与应用.

E-mail: liuqing8123@163.com



张德伟 男, 1973 年出生, 吉林九台人, 2005 年获博士学位, 硕导, 副教授, 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.



王树兴 男, 1990 年 9 月出生, 山东临沂人. 2013 年毕业于信息工程大学, 2013 进入信息工程大学学习, 现为博士研究生, 主要研究方向为微波电路理论及滤波器及均衡器的设计.



周东方 男, 1963 年 8 月出生, 浙江诸暨人. 博导, 教授, 国家高科技 863 专题专家组成员, 主要研究方向为微波电路理论与技术、高功率微波技术、微波互联网络子结构分析方法及其应用技术等.



吕大龙 男, 1981 年 11 月出生, 浙江诸暨人, 2013 年信息工程大学博士毕业. 现为信息工程大学讲师, 主要研究方向为电磁场与微波技术及均衡器的设计与应用.



张 毅 男, 1980 年 10 月出生, 安徽桐城人, 2015 年清华大学电子工程系博士毕业, 现为信息工程大学讲师, 主要研究方向为电磁场与微波技术及天线、线性化技术和均衡器的设计与应用.