

半模基片集成波导增益均衡器的设计和实现

王树兴,周东方,张德伟,吕大龙

(解放军信息工程大学信息工程学院,河南郑州 450002)

摘 要: 针对增益均衡器小型化的发展趋势和要求,设计了多子结构单元级联的 Ku 波段的半模基片集成增益均衡器. 谐振子单元与主传输线在三层介质基板上,成空间立体分布,构成七层结构;提出了利用多节微带线枝节进行阻抗匹配的过渡带设计方法,根据坐标变换分析得到 HMSIW 谐振腔的主模;采用羟基铁填充的吸收柱阵列调节衰减量和 Q 值,给出了该结构均衡器的设计步骤. 与微带均衡器相比,该均衡器提高了 Q 值,减小了损耗. 测试结果表明,该结构保持了和腔体类均衡器相同的性能,同时缩小了体积,实测结果与目标均衡曲线吻合度较好,最大差值为 0.6dB. 行波管与均衡器联测后,输出增益波动小于 ± 0.4 dB.

关键词: 增益均衡器;半模基片集成波导;小型化; Q 值;过渡带;吸收柱

中图分类号: TN715 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)12-2868-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.12.009

The Design and Realization of Half Mode Substructure Integrated Waveguide Gain Equalizer

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

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

Abstract: The miniaturization of gain equalizer has been becoming the main tendency of the equalizer's research and development. This paper designs a half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) equalizer which has seven layers structures and multiple cascaded substructure units, and the resonant units and transmission line distribute at three-layers dielectric substrates, working at Ku waveband. The transition design of multimicrostrip line segments impedance matching is proposed and the dominant mode of HMSIW resonant cavity is gotten based on coordinate transform theory. The design method is summarized. Compared with microstrip equalizers, this structure has higher Q -factor and lower loss. What's more, with the use of absorbing pillar arrays, the attenuation and Q value can be easily tuned; test result shows that it has smaller size than the traditional cavity equalizers with the same performance, the measured curve and simulation curve are in good agreement, and the maximum error is 0.6dB. The output gain fluctuation of TWTA is less than ± 0.4 dB with the equipped HMSIW equalizer.

Key words: gain equalizer; half mode substrate integrated waveguide; miniaturization; Q value; transition; absorbing pillars

1 引言

现代雷达系统中,行波管放大器(Traveling-Wave-Tube Amplifiers, TWTAs)作为核心放大部件,发挥着重大的作用,其技术水平的高低直接决定了雷达的性能^[1,2],而行波管放大器往往存在着带内增益波动过大、无法等激励工作的问题,因此需要采用相应的均衡技术来改善其性能。

国内外解决该问题最好的方法是采用幅度均衡

器,均衡器的均衡原理许多文献已经介绍,这里不再赘述^[3-11]. 均衡器分为有源和无源两种,有源增益均衡器主要指电调衰减器^[4],其核心器件是 PIN 二极管或 GaAs MESFET,分为数控型和模拟型,其容易实现动态增益均衡,系统调试方便. 无源主要为无源增益均衡器按主传输线结构可分为微带传输线均衡器、同轴传输线均衡器和波导传输线均衡器. 无源增益均衡器在以下几方面更具优势:

(1)工作时,有源增益均衡器需要系统提供工作电源和控制信号,而无源增益均衡器只需串入系统即可。后者相对简单,无负担,不会给系统带来干扰。

(2)反应时间上,无源增益均衡器只存在理论上的瞬态反应,时间几乎为零;而电调衰减器要大得多,在某些系统中,已完全超出了系统所能允许的范围。

(3)功率容量方面,传输线型结构显然要比 PIN 开关大许多,因此腔体增益均衡器明显具有优势。目前,在实用系统中,腔体无源增益均衡器有连续波功率超过 20W,脉冲功率超过 200W 的使用记录。

综上所述,无源均衡器应用更加广泛。研究均衡器时,主要关心工作带宽、可均衡增益范围、固有插损、功率容量、驻波比等指标,增益均衡器的工作频率范围必须与配用微波管一致,但有时根据系统的要求会适当加宽。对于有源增益均衡器必须考虑其衰减单元的频率特性;对于无源增益均衡器则必须考虑其谐振单元的可调频率范围。经过几十年的发展,微波均衡器技术有了重大突破,目前主要的发展趋势是集成化、小型化,对均衡器的宽温均衡特性、低驻波特性、宽带大功率均衡、低波纹均衡、低相位噪声均衡等方面的研究也越来越多。

随着集成电路的发展,微带均衡器以其体积小、重量轻、成本低的巨大优势得到飞速发展。然而与腔体均衡器相比,微带均衡器存在着损耗大、 Q 值低、调节能力差的缺点,在很大程度上限制了微带均衡器更广泛地应用。

基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)作为不同于微带类和波导类的传输线,具有重量轻、体积小、 Q 值高、损耗低的优点^[4,12,13]。与基片集成波导相比,半模基片集成波导(Half Mode Substrate Integrated Waveguide, HMSIW)尺寸更小,在 SIW 的基础上体积减小 50%,并且性能不变,提高了基片集成波导类器件的集成度^[14]。这种结构已经在微波和毫米波器件的设计中得到了广泛应用^[13-16]。

目前,已经有文献对 SIW 结构的均衡器进行研究^[17-19],其中文献[17]首次提出了基于单层平面结构的 SIW 均衡器,体积较大。文献[18]提出了基于 LTCC 技术烧制的 SIW 均衡器,体积较小,但是工艺复杂、设计周期长、成本高,且由于加工而导致陶瓷片的不平整度使该均衡器的插损过大。文献[19]提出了基于探针进行能量耦合的 SIW 均衡器,但是其无法调节衰减量和 Q 值,应用范围较窄。实际上,SIW 结构尺寸相对较大,难以满足均衡器小型化的发展需求。

基于以上研究现状,本文提出了三层结构的 Ku 波段的 HMSIW 增益均衡器,其谐振子结构单元分布在 HMSIW 主传输线的上下位置,很好地节省了体积。本文还独创了采用吸收柱对衰减量和 Q 值进行调节的手

段,解决了平面结构均衡器调节性能差的难题。

2 HMSIW 主传输线尺寸计算

半模基片集成波导的实现思想是在微带线的基础上增加一排金属化的过孔,这排金属过孔与微带线上下两层金属面一起构成类似波导的结构^[4,14,21]。该结构最初是在基片集成波导的基础上,沿其纵向对称面切割而得到,图 1 为 SIW 和 HMSIW 实物图,研究发现,两者特性完全相同^[23],但是 HMSIW 的体积仅为 SIW 体积的一半。

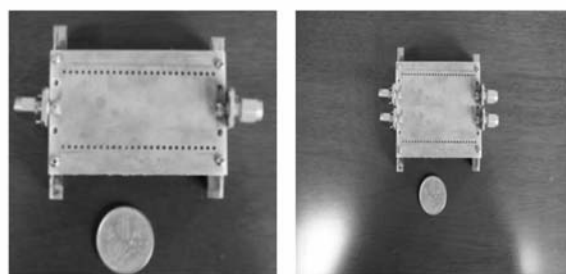


图1 SIW和HMSIW实物图

HMSIW 和矩形波导的尺寸变换公式如下^[24]:

$$W = 2W_e - 1.08 \frac{D^2}{b} + 0.1 \frac{D^2}{2W_e} \quad (1)$$

$$L = L_e - 1.08 \frac{D^2}{b} + 0.1 \frac{D^2}{W_e} \quad (2)$$

其中, W_e 和 L_e 是 HMSIW 的宽度和长度,长度由谐振腔的数量决定,谐振腔个数越多,等效长度越长; W 和 L 是矩形波导的宽度和矩形波导谐振腔的长度, D 是金属过孔的直径, b 是过孔之间的距离。当 $b/D < 2$ 和 $D/W_e < 0.2$ 时,侧壁能量泄漏可以忽略不计,就可以用式(1)和式(2)进行尺寸变换,波导的相关理论均可以指导 HMSIW 均衡器的设计。

3 过渡带的匹配设计

HMSIW 的等效特性阻抗为:

$$Z_e = \frac{\pi\eta_0 h}{4W_e \sqrt{\epsilon_r [1 - (\frac{\lambda}{4W_e})^2]}} \quad (3)$$

其中, η_0 是空气中的波阻抗, ϵ_r 是基片的等效介电常数, h 是基板的高度。

传统的单节微带线匹配思想如下^[25]:首先由式(3)求出 HMSIW 的特性阻抗,令其等于微带传输线的特性阻抗,然后由微带线的传输线阻抗公式就可以计算出渐变传输线的宽度 W_0 ,利用直线型微带渐变式过渡结构过渡到 50Ω 的微带主传输线上完成阻抗匹配。过渡线的长度 L 由经验公式给出^[26]:

$$L = c_0 \times |W_1 - W_e| \quad (4)$$

式(4)中, c_0 为常数, 一般取 3~4; W_1 是 50Ω 微带传输线的宽度. 但是单节微带线匹配效果较差, 目前 HMSIW 传输线带内插损最好只能达到 -0.5 ~ -0.7dB 左右^[25], 因此需要研究新的阻抗匹配方法. 本文采用多节微带传输线进行阻抗匹配, 步骤如下:

步骤 1 根据阻抗式(3)计算 HMSIW 的等效特性阻抗, 令其等于微带线特性阻抗;

步骤 2 根据微带线特性阻抗公式算出微带线的宽度;

步骤 3 给出单节匹配线的长度, 计算输入阻抗, 令其等于微带线特性阻抗;

重复步骤 2 和步骤 3, 直到输入阻抗等于 50Ω.

本设计采用了五段传输线进行阻抗匹配, 表 1 给出了各节尺寸数据(具体标注见图 9 均衡器结构).

表 1 过渡带枝节尺寸

名称尺寸(单位:mm)	
第 1 节长度	4.2
第 1 节宽度	0.4
第 2 节长度	1.5
第 2 节宽度	0.7
第 3 节长度	2.0
第 3 节宽度	0.9
第 4 节长度	1.0
第 4 节宽度	1.2
第 5 节长度	0.5
第 5 节宽度	0.2

其仿真和测试结果如图 2 所示: 从图中可以看出, HMSIW 传输线带内实测插损优于 -0.18dB, 波动很小, 满足 -1dB 插损的实际要求.

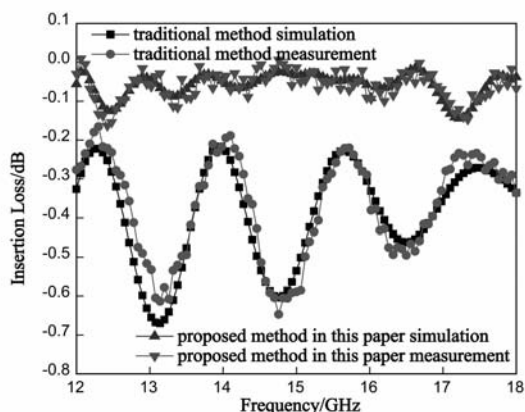


图 2 本文的过渡带设计方法和传统的过渡带方法比较

4 均衡器子结构谐振腔设计

4.1 等效电路分析

HMSIW 均衡器等效成一个双端口网络, 即均衡器子结构谐振腔和主传输线, 见图 3(a), 其相应的等效电路如图 3(b)所示. 在谐振频率附近, 令 $f = f_0 + \Delta f$, 则谐

振腔的输入阻抗 Z_{in} 为^[19]:

$$Z_{in} = R(1 + j2Q_0 \frac{f-f_0}{f_0}) \quad (5)$$

$$\beta = \frac{K^2 Z_0}{2R} \quad (6)$$

其中, Q_0 是谐振腔的无载品质因数, β 是谐振腔和主传输线的耦合系数, K 是变压倍数. 图 3(b)最终可以等效成一个阻抗 Z 和主传输线并联的形式(见图 3(c)), Z_{in} 和 Z 的关系如下:

$$Z = \frac{Z_{in}}{K^2} = \frac{Z_0}{2\beta} (1 + j2Q_0 \frac{f-f_0}{f_0}) \quad (7)$$

Y 为归一化导纳, $Y = Z_0/Z$. 由此得到两个主要网络 S 参数, 表达式如下:

$$S_{11} = \frac{-Y}{2+Y} = \frac{-1}{((1+\beta)/\beta)[1+j(2Q_0(f-f_0)/(1+\beta)f_0)]} \quad (8)$$

$$S_{21} = \frac{2}{2+Y} = 1 + \frac{-1}{((1+\beta)/\beta)[1+j(2Q_0(f-f_0)/(1+\beta)f_0)]} \quad (9)$$

由以上两式可知, 固有品质因数 Q_0 和耦合系数 β 是决定谐振腔性能的两个主要因素, 同时也是均衡器调节的两个主要因素.

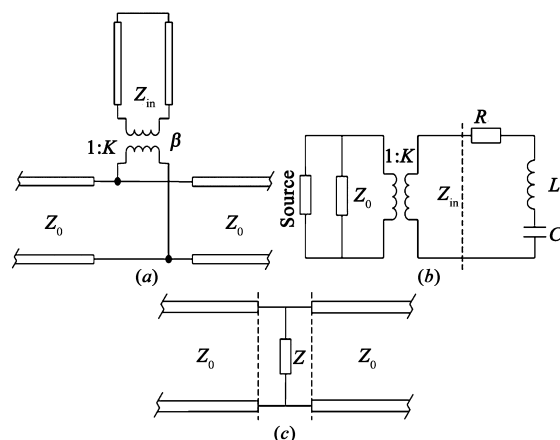


图 3 均衡器单谐振腔等效电路

4.2 谐振腔耦合方式设计与分析

通过大量实验仿真分析可知: 当谐振腔采用圆孔进行能量耦合时, 如果耦合半径过小, 能量无法进入谐振腔; 耦合半径过大, 又会影响场的分布, 导致带内不平坦度增大, 匹配变差; 耦合孔半径变化时, 插损曲线如图 4 示. 从图 4 中可以看出, 衰减量、 Q 值和频率随耦合半径同时改变, 无法进行独立调节.

此外 HMSIW 腔体的表面电流主要沿 y 方向, 圆孔

有很大一部分面积属于非辐射性部分,不切割表面电流,无法进行能量耦合和辐射。

最终,本文采用缝隙结构进行能量耦合,缝隙按其窄边的方向分为垂直方向(x 方向)和水平方向(y 方向),两种缝隙耦合的仿真结果如图5所示。显然,水平方向的缝隙不切割表面电流(沿 y 方向),无法耦合能量,因此采用垂直方向的缝隙。

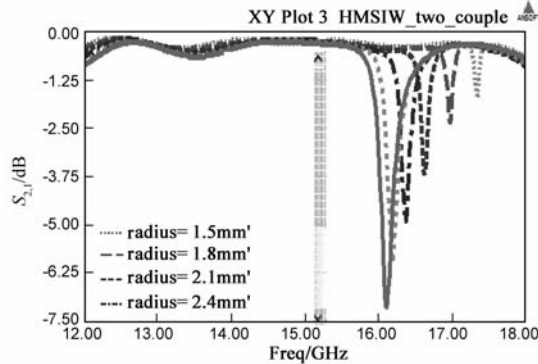


图4 S_{21} 随耦合孔半径变化时的仿真曲线

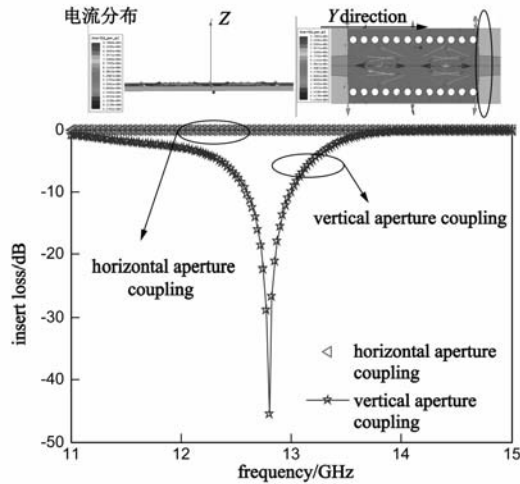


图5 垂直缝隙耦合和水平缝隙耦合的结果比较图

均衡器由圆孔耦合变成缝隙耦合时,其带内插损波动较小,反射减小,匹配效果更好,实测和仿真数据误差也变小(分析见图11(a)和(b)),采用缝隙结构进行能量耦合更加合理。

4.3 谐振腔主模分析和尺寸设计

HMSIW 等效为矩形波导谐振腔,只能传输行波(TE或者TM),不能传输横波(TEM)。由模式分析理论可知,不论TE模式还是TM模式,其定义不依赖于坐标轴的选取,然而 TE_{mn} 模式和 TM_{mn} 模式的定义则是相对的,和具体的坐标轴有关。HMSIW 谐振腔的等效结构图6所示。

传输线主模按照底层坐标为 TE_{10} 模式,相应地,在此坐标下谐振腔的主模是 TE_{101} ,且只有三个分量: E_y 分量、 H_x 分量、 H_z 分量。但是HMSIW 谐振腔如果按上层坐标(两个坐标之间是旋转的关系),原坐标轴下的 TE_{101}

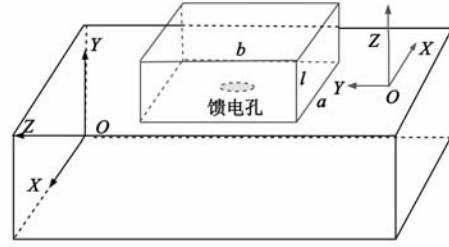


图6 HMSIW等效谐振腔结构图

模的三个分量如表2。

表2 模式变换表

TE 模式 (TE_{101})		TM 模式 (TM_{110})
E_y	→	E_z
H_x	→	H_x
H_z	→	H_y

显然,HMSIW 谐振腔的主模变为 TM_{110} 。不过,不论 TE_{101} 模式还是 TM_{110} 模式,两者的场分布完全相同,本质上是一样的,但是计算谐振频率时需按照 TM_{110} 模式,否则产生错误。此时其谐振频率为^[27]:

$$f(TM_{110}) = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{L_e}\right)^2 + \left(\frac{1}{2W_e}\right)^2} \quad (10)$$

从上式可知,谐振腔的高度可以趋于0。在实际工作中,谐振腔中往往会同时存在多种传播模式,为了使谐振腔始终工作在主模 TM_{110} ,需要对高次模进行抑制,本文提出了如下方法进行尺寸限定:

$$\frac{c\pi}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{2W_e}\right)^2 + \left(\frac{2}{L_e}\right)^2} \geq \omega_2 \quad (11)$$

$$\omega_1 \leq \frac{c\pi}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{2W_e}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_e}\right)^2} \leq \omega_2 \quad (12)$$

$$\frac{c\pi}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{2}{2W_e}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_e}\right)^2} \geq \omega_2 \quad (13)$$

$$\sqrt{\frac{3c^2\pi^2}{4\epsilon_r\mu_r} \left(\omega_1^2 - \frac{\omega_2^2}{4}\right)} \leq 2W_e \leq \sqrt{\frac{3c^2\pi^2}{\epsilon_r\mu_r} (\omega_2^2 - \omega_1^2)} \quad (14)$$

假设谐振腔工作频率区间为 (ω_1, ω_2) ,式(11)和(13)表示谐振腔的所有高次模的谐振频率均处于工作频率之外,式(12)表示主模 TM_{110} 的谐振频率位于工作频带之内。联立以上三式得式(14)。

限定好谐振腔的尺寸后,主模 TM_{110} 的场分量大小也可以求出。HMSIW 等效谐振腔如图6(b)所示。主模 TE_{10} 通过主传输线进行传播,能量通过耦合缝隙进入谐振腔,由于介质基板比较薄,因此耦合缝隙位于宽边。本质上,耦合是由 H_x, H_z, E_y ,或者几个分量的组合引起的。4.2节已经说明,耦合主要由于缝隙切割 y 方向表

面电流,即由 E_y 分量产生,此时耦合缝隙等效成一个并联导纳(容性) b_y ^[28]:

$$b_y = \frac{B_y}{Y_0} = \frac{4\pi\lambda_g P_{ey}}{ab\lambda_0^2} \sin^2\left[\frac{\pi x}{a}\right] \quad (15)$$

其中, λ_g 和 λ_0 分别是波导波长和自由空间中的波长, Y_0 是主模的波导纳, P_{ey} 是电极化函数,其依赖于缝隙的尺寸和频率,表达式参见文献[29,30],耦合缝隙的尺寸对谐振频率的影响由式(15)标定.

谐振腔主模 TM_{110} 的 E_z 分量为:

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{\pi}{l}y\right) \quad (16)$$

采用 Maxwell 方程组,如式(17)、(18)所示,即可求解 H_x 和 H_y :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega_0\mu\mathbf{H} \quad (17)$$

$$\mathbf{H} = j \frac{1}{\omega_0\mu} \begin{vmatrix} \mathbf{x} & \mathbf{y} & \mathbf{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & E_y & 0 \end{vmatrix} \quad (18)$$

HMSIW 谐振腔的损耗主要来源于 6 个金属面壁和填充的介质,设金属壁损耗为 P_m ,介质损耗为 P_d ,谐振腔储能近似为两倍的电场储能 W_e (一般为小损耗的情况,电场和磁场能量相等),通过理论推导,本文求得品质因数 Q 为:

$$Q = \frac{2\omega_0 W_{ey}}{P_m + P_d} = 1 / \left(\frac{2\pi^2}{(kal)^3 b\eta} \sqrt{\mu\omega/2\sigma u + \tan\sigma} \right) \quad (19)$$

$$u = (2a^3b + 2bl^3 + a^3l + al^3)$$

显然,HMSIW 谐振腔尺寸确定后,品质因数 Q 主要由介质损耗决定,因此对 Q 值要求较高时一般采用较低损耗(介电常数较小)的材料,如空气等,但是低损耗材料的耦合能力又比较弱,是一对矛盾.

4.4 谐振腔衰减量、 Q 值和功率容量的分析

HMSIW 谐振腔的尺寸决定谐振频率,而缝隙的大小影响着耦合系数.由于曲线的最大衰减量和耦合系数一一对应,并且最大衰减量可以从测量参数上直接获取,因此通常采用最大衰减量而不是耦合系数来描述谐振腔的特性.本文采用吸收柱来调节 Q 值和衰减量.吸收柱通过在上下谐振腔挖圆孔柱,填充吸收材料来实现.加工时圆孔柱数目比要求的多,方便后期调节.本文采用的吸收材料为羟基铁(或者空气、介质材料),其相对介电常数为 30,介质损耗角正切为 0.53,相对磁导率为 5,磁损耗角正切为 0.38.吸收柱通过改变其插入深度和半径实现对衰减量和 Q 值的控制,采用的吸收柱个数越多,均衡量越大;半径越大,均衡量越大.图 7 给出了当单个吸收柱插入深度改变时衰减量和 Q 值的变化曲线,从图中可以看出,插入深度越大,衰减量越小.当插入深度变化 0.2mm 时,频率不变,衰减量变化

15dB 左右,调节效果显著.

图 8 给出了贴片电阻对衰减量的影响:阻值从 5Ω 变化为 35Ω 时,衰减量由 -13.5dB 变为 -5dB ,而谐振频率不变,可以独立调节.电阻值越大,衰减量越小, Q 值越小.实际应用中,根据目标曲线,采用 HFSS 软件计算出电阻的阻值、吸收柱的半径和插入深度,调试时根据实测曲线的变化规律,适当增减阻值和吸收柱数目以完成精确拟合.

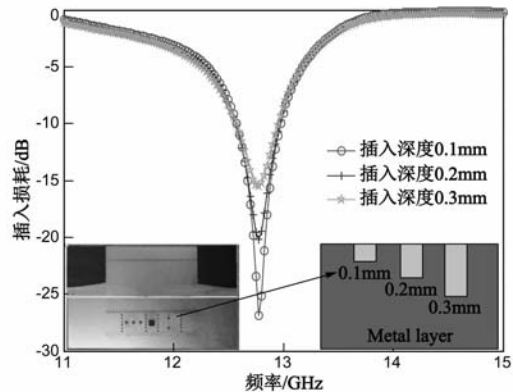


图7 插入深度变化时插损的变化趋势

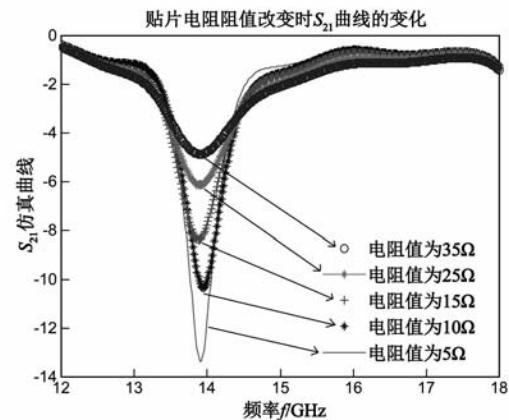


图8 S_{21} 随贴片电阻阻值变化仿真曲线

功率容量 P_{br} 也是衡量均衡器的一个重要指标,由式(20)易知 HMSIW 结构功率容量近似等于腔体类,大于微带类,能够满足实际需要.增大 HMSIW 的尺寸和相对介电常数均可增大其功率容量,但是大的介电常数使其具有更高的损耗,发热量更大.

$$P_{br} = \frac{\omega^2 \mu^2 a^2 b}{8\pi^3} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \sqrt{4a^2 - \lambda_g^2} H_0^2 \quad (20)$$

本文仿真选取的基板的介电常数为 2.2,厚度为 0.6mm,微带线的宽度 W_1 为 0.7mm,该均衡器工作频段为 Ku 波段,12 ~ 18GHz.

5 均衡器的设计与测量

HMSIW 均衡器模型如图 9 所示:其中图 9(a)上

层结构为谐振腔;图 9(b)中间结构为主传输线,由微带线和 HMSIW 级联而成;图 9(c)底层结构为谐振腔,主传输线与谐振腔之间的激励方式为缝隙耦合,吸收柱阵列分布在上下两层谐振腔内;图 9(d)为其三层基板和四层金属(共七层)的空间分布图.三层重叠,在谐振腔数量恒定的情况下,与双层均衡器相比,尺寸能够减小 50%.基于以上分析,半模基片集成波导均衡器子结构易于调节衰减量和频率.为实现目标均衡曲线,只要把子结构进行级联然后调节即可.

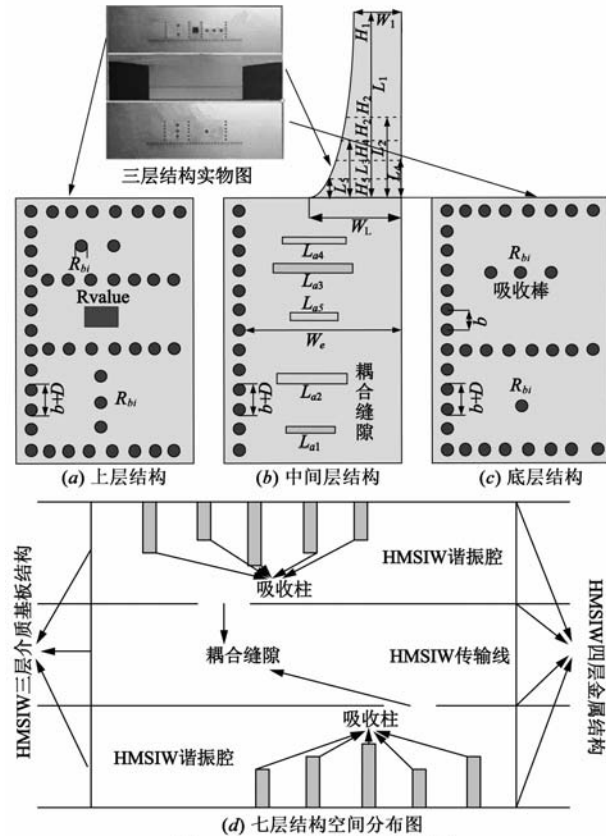


图9 HMSIW七层结构示意图

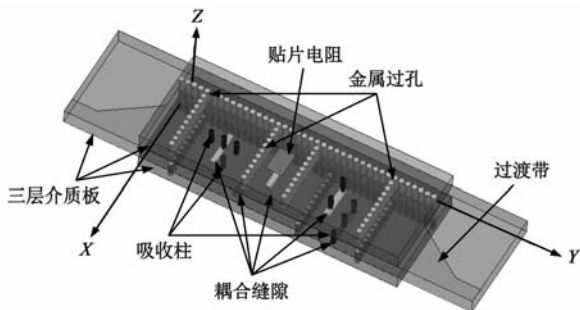


图10 均衡器七层结构整体示意图

基于多层 PCB 工艺技术,本文设计了一个五节子结构级联的均衡器(见图 10).其尺寸信息由表 3

给出.该均衡器实测曲线与仿真曲线如图 11(a)、(b)、(c)所示,仿真曲线和实测曲线匹配良好.测量数据基于 Labview 软件自动采集,实测数据点与对应的仿真曲线的点做差值,所有数据点的差值绘制曲线,就得到了整体的误差曲线,其中最大差值即为最大误差.

表 3 HMSIW 尺寸表

名称	尺寸(单位:mm)
微带过渡线宽度 W_L	5.1
微带过渡线长度 L_1	9.2
金属过孔直径 D	0.8
金属过孔之间的距离 b	1.6
HMSIW 传输线宽度 W_e	6.1
耦合缝隙长度 L_{a1}	1.2
耦合缝隙长度 L_{a2}	1.8
耦合缝隙长度 L_{a3}	2.1
耦合缝隙长度 L_{a4}	1.4
耦合缝隙长度 L_{a5}	1.0

对比图 11(a)和(b)可以发现,采用缝隙进行耦合时误差较小,最大为 0.38dB,远小于圆孔耦合时 1.18dB 的最大误差.实际上,均衡器实测曲线与仿真曲线的误差大小只说明该结构的准确性,目标曲线和实际均衡曲线的误差曲线才是实际最关心的.该均衡器实物图如图 11(d)所示,主要由三层介质板和四层金属板组成.其实测与误差曲线如图 11(c):从图中可以看出,该均衡器与目标曲线拟合精度较高,最大误差小于 0.6dB,满足一般行波管拟合误差小于 1.0dB 的精度要求.与传统均衡器的均衡曲线相比,两者均衡性能几乎相同,拟合误差相当.

本文针对某行波管放大器的输出增益波动曲线进行均衡.该行波管的输出增益曲线如图 12(a)所示,可以发现,其增益波动达到 16dB 左右,输出波动较大,为此,设计了五腔加载的 HMSIW 均衡器对其进行均衡,其均衡曲线如图 12(b)所示. HMSIW 均衡器和行波管联测后行波管的输出曲线如图 12(c)、(d)所示,从图中可以看出,该行波管的输出增益波动从 16dB 变为 ± 0.4 dB 左右.为了对比其性能,该行波管与同轴谐振腔加载的腔体均衡器也进行了联测,结果如图 12(c)、(d)所示:并且通过图 12(d)可以看出,传统腔体均衡器均衡后的行波管的增益波动达到 ± 0.9 dB 左右,且其均衡后的行波管的增益比采用 HMSIW 均衡器均衡后的增益减小 0.7dB 左右,为 25.9dB.显然, HMSIW 均衡器效果更好,均衡后行波管的增益为 26.6dB.

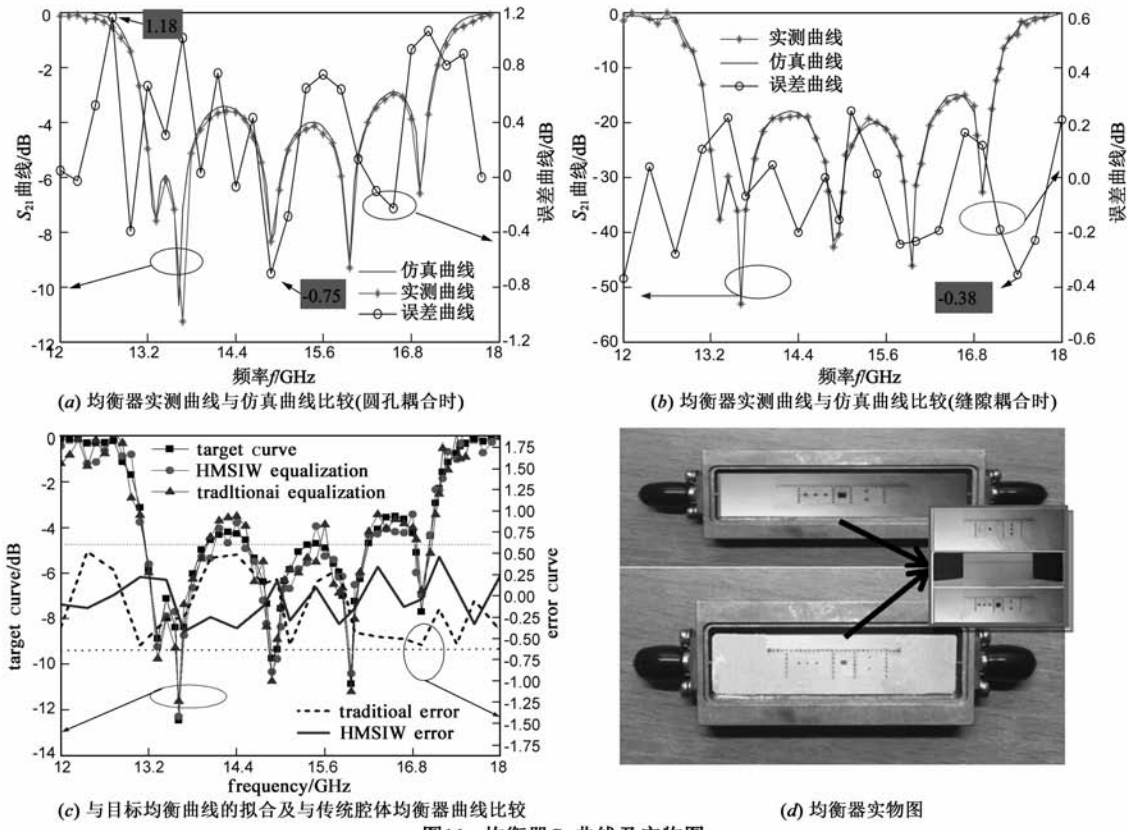


图11 均衡器 S_{21} 曲线及实物图

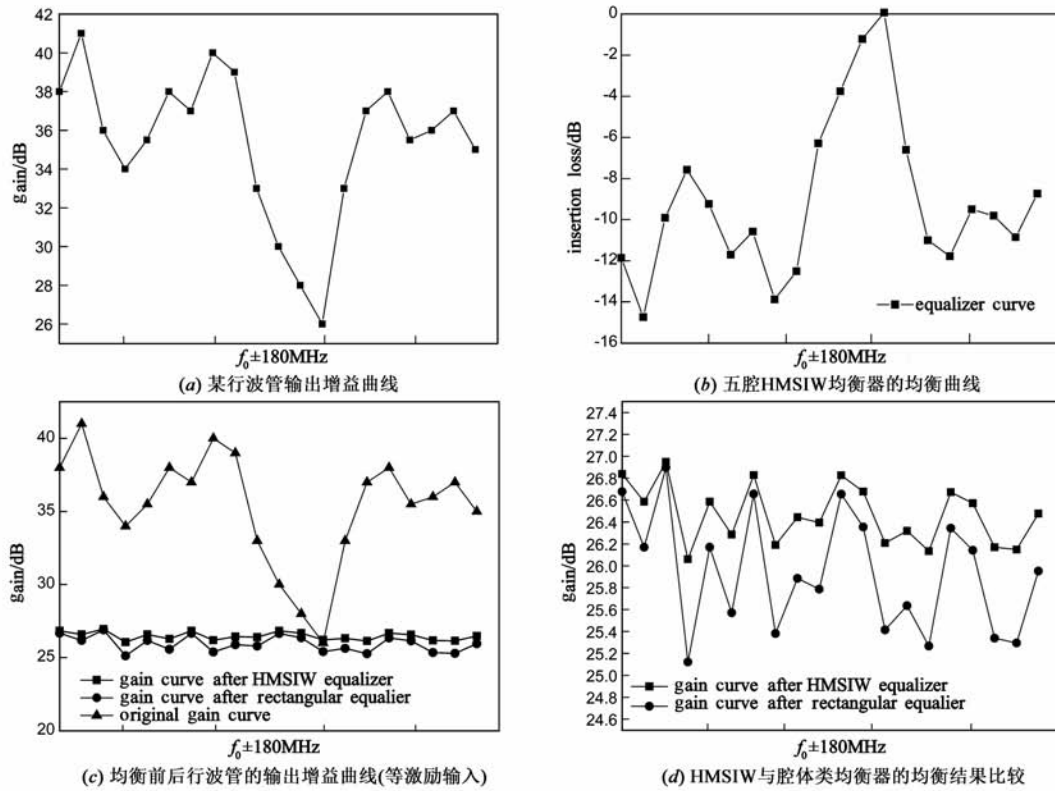


图12 增益输出与均衡曲线

6 总结

本文设计了七层结构的 HMSIW 均衡器,其调节自由度高,固有插损低,最大衰减斜率较小, Q 值高,尺寸小.对于给定的目标均衡曲线,可以通过选取 HMSIW 谐振腔的数量,级联各个单元,利用吸收柱和贴片电阻调节其衰减量和 Q 值,完成与均衡目标曲线的拟合.与行波管的联合测试结果表明,目标曲线和实测曲线拟合良好,并且该均衡器与传统均衡器相比,HMSIW 均衡效果更好,行波管输出增益波动只有 ± 0.4 dB.该结构很好地满足了均衡器小型化的要求,具有广泛地应用前景.

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] 范永民.微波管器件现状及技术发展分析[J].真空电子与技术,2009,(5):1-4.
Fan Yong-min. Analysis of the current situation and technical development of microwave tubes[J]. Vacuum Electronics, 2009,(5):1-4. (in Chinese)
- [3] 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)
- [4] 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)
- [5] 张国兴,朱乙平.复合型行波管增益均衡器[J].电子器件,1989(4):8-12.
Zhang Guo-xing, Zhu Yi-ping. Composite traveling wave tube gain equalizer [J]. Electronic Device, 1989(4):8-12. (in Chinese)
- [6] 刘青.宽带匹配衰减均衡器的设计[J].西安邮电学院学报,1997,2(1):26-31.
Liu Qing. Design of broadband matched attenuation equalizer [J]. Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications, 1997,2(1):26-31. (in Chinese)
- [7] 刘青,曾运华.匹配振幅均衡器的设计[J].电子科技杂志,1994(2):36-38.
Liu Qing, Zeng Yun-hua. Design of matched amplitude equalizer [J]. Electronic Science and Technology Magazine, 1994(2):36-38. (in Chinese)
- [8] 金宝龙.相关网络新用途——电平均衡器[J].现代雷达,1989:105-107,98.
Jin Bao-long. The new use of the related network—level equalizer [J]. Modern Radar, 1990,(3):105-107. (in Chinese)
- [9] 何方白.幅度均衡器机辅设计[J].重庆邮电学院学报,1991.3(1):29-37.
He Fang-bai. Auxiliary design of amplitude equalizer [J]. Journal of Chongqing College of Post and Telecom, 1991,3(1):29-37. (in Chinese)
- [10] I J Bahl, PBhartia.微波固态电路设计[M].北京:电子工业出版社,2002.
- [11] Fulvio Ananasso. Two-point method speeds equalizer design [J]. Microwave, 1978(11):108-113.
- [12] Dominic Deslandes, Ke Wu. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001,11(2):68-70.
- [13] Wang Yi-tao, et al. Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) directional filter with complementary split ring resonator (CSRR) [A]. Microwave Conference [C]. Singapore: IEEE, 2009. 2542-2544.
- [14] 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)
- [15] Y S Zhang, W Hong. A millimeter-wave gain enhanced multi-beam antenna based on a coplanar cylindrical dielectric lens [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012,60(7):3485-3488.
- [16] D F Guan, Z-PQian, Y-S Zhang, et al. Hybrid SIW-GCPW narrow-wall 3 dB coupler [J]. Frequenz, 2013,67(7-8):209-212.
- [17] Xu J, Zhou D, Lv D, et al. A novel microwave equalizer using substrate integrated waveguide concept [A]. Microwave Conference [C]. Hangzhou: IEEE, 2011. 1-3.
- [18] 王欢.毫米波增益均衡器[D].成都:电子科技大学,2013.
Wang Huan. Millimeter wave gain equalizer [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013. (in Chinese)
- [19] Wang Yongfei, et al. Using multilayered substrate integrated waveguide to design microwave gain equalizer [J]. Advances in Materials Science & Engineering, 2014,(30):1341-1344.
- [20] Zhang Y, Yu M, Yan B, et al. Research on the millimeter

- wave power equalizer [A]. International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and Emic Technologies for Wireless Communications [C]. Hangzhou: IEEE, 2007. 446 – 449.
- [21] Xu X, Wang J, Zhang G, et al. Design of balanced dual-band bandpass filter based on substrate integrated waveguide [J]. Electronics Letters, 2013, 49 (20) : 1278 – 1280.
- [22] 徐敬远. 毫米波基片集成均衡器设计与实现 [J]. 微波学报, 2012, 28(3) : 82 – 85.
Xu Jing-yuan. Design and realization of millimeter wave substrate integrated equalizer [J]. Journal of Microwave, 2012, 28(3) : 82 – 85. (in Chinese)
- [23] Q Lai, C Fumeaux. 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.
- [24] Y Cassivi, L Pemegritti, P Arcioni. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2002, 9(12) : 333 – 335.
- [25] 李皓, 等. 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, 2003(S1) : 2002 – 2004.
Li Hao, et al. Theoretical and experimental study on the substrate integrated waveguide and microstrip converter [J]. Acta Electronica Sinica, 2003(S1) : 2002 – 2004. (in Chinese)
- [26] 邹雄. 基片集成波导与微带线的过渡设计 [J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2013, 14(2) : 129 – 133.
Zou Xiong. Design of substrate integrated waveguide and microstrip line [J]. Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2013, 14(2) : 129 – 133. (in Chinese)
- [27] 廖承恩. 微波技术基础 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999. 236 – 237.
- [28] R Levy. Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional coupler [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1968, 16(12) : 995 – 1006.
- [29] R Levy. Improved single and multi-aperture waveguide coupling theory, including explanation of mutual interactions [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1980, 28(4) : 331 – 338.
- [30] N A McDonald. Electric and magnetic coupling through small apertures in shield walls of any thickness [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1972, 20(10) : 689 – 695.

作者简介



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 进入信息工程大学攻读硕士研究生学位, 主要研究方向为微波电路理论及均衡器的设计.
E-mail: wangshuxing000@126.com



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.



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.



吕大龙 男, 1981 年 11 月出生, 浙江诸暨人, 2007 年获硕士学位, 2013 年获博士学位. 现为助理工程师, 主要研究方向为电磁场与微波技术及微带均衡器的设计与调试.