

文章编号: 2095-4980(2019)05-0818-07

一种销钉波导的分析方法

乔景鑫, 黄卡玛, 朱铎丞, 杨 阳*

(四川大学 电子信息学院, 四川 成都 610065)

摘 要: 为了解决销钉波导端口阻抗参数计算复杂问题, 采用一种新的分析方法, 建立单销钉波导等效电路模型, 利用级联规律, 在分析三销钉波导时, 把3个单销钉的等效电路级联起来进行分析, 从电路角度解决销钉波导问题。把通过HFSS电磁仿真软件计算的销钉波导端口的阻抗参数与通过等效电路计算的销钉波导端口阻抗参数进行对比, 两者结果一致。验证了该销钉波导等效电路的正确性以及这种销钉波导的分析方法的有效性。

关键词: 三销钉; 波导; 阻抗匹配; 等效电路

中图分类号: TN624⁺.3

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201905.0818

A novel analysis method of pin waveguide

QIAO Jingxin, HUANG Kama, ZHU Huacheng, YANG Yang*

(College of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu Sichuan 610065, China)

Abstract: In order to solve the complex calculation problem of the pin waveguide port impedance parameters, a new pin waveguide analysis method is utilized to establish the equivalent circuit model of single pin waveguide. Using the cascading law, when analyzing the three-pin waveguides, the equivalent circuits of the three single pins are cascaded together to solve the pin waveguide problem from the circuit point of view. The impedance parameters of the pin waveguide ports calculated by HFSS electromagnetic simulation software and by equivalent circuit are compared, and the results are consistent. The correctness of the pin waveguide equivalent circuit and the effectiveness of the pin waveguide analysis method are verified. The goal of simplifying the calculation of the pin waveguide impedance parameters is achieved.

Keywords: three-pin; waveguide; impedance matching; equivalent circuit

销钉波导是一种常用的阻抗调配器, 广泛用于大功率微波系统中, 其中三销钉波导广泛用于大功率传输和微波工业加热阻抗匹配系统中, 销钉波导调配器基于短截线阻抗匹配原理^[1]。除了传统手动销钉调配器, 现在许多公司生产出基于可编程控制器(Programmable Logic Controller, PLC)控制步进电机驱动销钉的自动阻抗调配系统^[2-4]。该系统根据测得的微波源与销钉之间的端口界面反射系数快速算出三销钉波导另一端所接负载, 然后通过该负载计算此匹配情况下的三销钉各个销钉插入深度, 通过步进电机驱动销钉到达指定位置, 完成阻抗匹配^[5-7]。这种销钉波导在很大范围内可以实现系统阻抗匹配, 文献[8]详细研究了三销钉阻抗匹配的局限性。一般在分析销钉波导时, 通常会选用基于矩量法、有限元法、时域有限差分法的电磁仿真软件。这些算法都能很精确地解释电磁场问题, 但是这些算法十分复杂, 不易掌握, 只能借助电磁仿真软件来完成。传统分析销钉波导的方法都是从“场”的角度解决销钉波导问题, 而对销钉波导等效电路的研究非常少。文献[9]用广义传输线方程解决波导等效电路模型, 文献[10]研究不连续波导等效电路模型。将膜片插入波导, 这种膜片波导不仅可用于滤波^[11], 而且可用于微波电路的阻抗匹配。应用广义传输线方程可以得到矩形膜片波导的等效电路模型^[12-13]。本文研究销钉波导的等效电路, 通过这个电路模型可以很容易算出波导的3个销钉在不同深度对应的端口阻抗参数。而且计算结果精确度很高, 计算速度快, 计算过程简单。本文分别以bj22和bj26三销钉波导为例, 先分析单个销钉对应的电路模型, 然后通过级联的方式分析3个销钉的等效电路模型。以此方法为例, 可以分析多个销钉波导等效电路。

收稿日期: 2018-11-13; 修回日期: 2019-02-24

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(61501311)

*通信作者: 杨 阳 email: yyang@scu.edu.cn

1 单销钉波导等效电路模型分析

当销钉半径较小时,销钉的半径对电磁场分布产生影响较小,主要考虑销钉插入深度对电磁场分布的影响。当销钉深度小于四分之一波长时,销钉的作用可以用一个电容代替;当销钉深度大于四分之一波长时,销钉的作用可以用一个电感代替;当销钉深度等于四分之一波长时,销钉对应的等效电路呈谐振状态,波导短路,产生全反射^[14]。下面以 bj26 单销钉波导为例,研究波导端口阻抗参数。销钉半径 $R=3.5\text{ mm}$,销钉模型见图 1,其中 $l_1=125\text{ mm}$ 和 $l_2=125\text{ mm}$,波导端口截面 $a=86.4\text{ mm}$ 和 $b=43.2\text{ mm}$ 。图 2 是 HFSS 中仿真模型图。

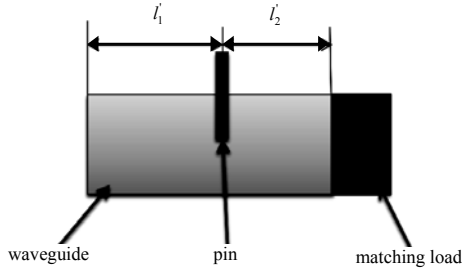


Fig.1 Single pin model
图 1 单销钉模型

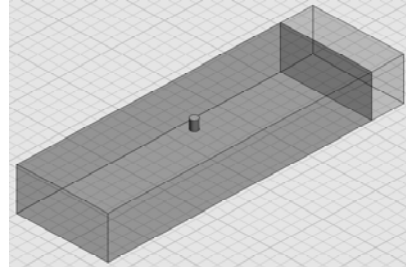
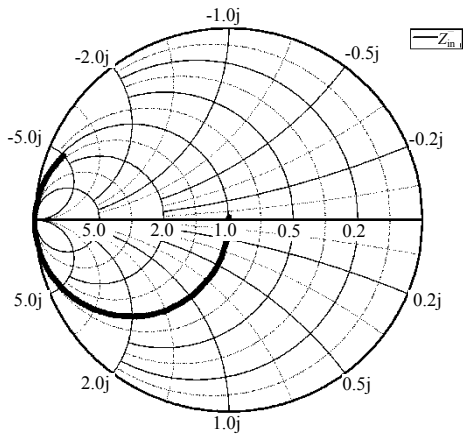
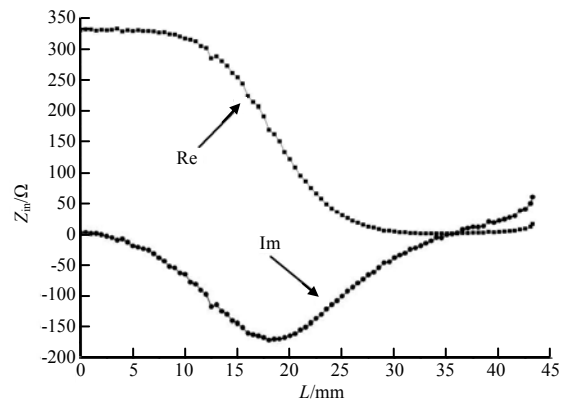


Fig.2 HFSS simulation model
图 2 HFSS 仿真模型

通过分析仿真数据,对销钉的不同深度 h ,绘制销钉所在截面的输入阻抗 Smith 圆图和输入阻抗实部、虚部图见图 3。从图 3(b)可看出,随着销钉插入深度增加,输入阻抗的虚部减小,相当于电路对应的电容增大。当 $h=35.5\text{ mm}$ 时,销钉对应的等效电路成谐振状态,输入阻抗趋近于零,在 Smith 圆图上对应短路点。当插入深度继续增加时,此时电路呈现感性,对应的输入阻抗虚部大于零,插入的销钉可以用一个等效电感来替代。将输入阻抗数值绘制于 Smith 圆图上,可以更加清楚地看到单销钉的深度对输入阻抗的影响。从图 3(a)可看出,随着销钉插入深度的增加,对应的输入阻抗在 Smith 圆图上从匹配点沿 $g=1$ 的电导圆顺时针方向旋转。当 $h=35.5\text{ mm}$ 时,销钉对应的等效电容电感产生串联谐振,输入阻抗为零,曲线经过短路点。



(a) Smith chart



(b) input resistance

Fig.3 Admittance Smith chart and input impedance corresponding to the depth of single pin
图 3 导纳 Smith 圆图和单销钉的深度对应输入阻抗图

由上面分析可以得到单销钉波导的等效电路模型。波导用传输线等效代替,传输线的特征阻抗和销钉波导的特性阻抗相同。传输线的物理长度 l 和波导长度 l' 对应关系如下:

$$l = \frac{\lambda}{\lambda_g} l' \quad (1)$$

式中: λ 为自由空间波长; λ_g 为波导波长。当销钉插入深度 $h < 35.5\text{ mm}$ 时,从输入阻抗 Smith 圆图可以看到随着销钉深度增加,输入阻抗沿 $g=1$ 电导圆从匹配点向短路点旋转,此时可以用电容替代销钉作用,等效电路见图 4(a)。当销钉插入深度 $h > 35.5\text{ mm}$ 时,从输入阻抗 Smith 圆图可以看到输入阻抗在 $g=1$ 电导圆上半平面,电路呈现感性,此时可以用电感来代替销钉的作用,等效电路见图 4(b)。当销钉插入深度 $h=35.5\text{ mm}$ 时,输入阻抗在 Smith 圆图短路点处,输入阻抗为零。此时可以用构成串联谐振状态的电容和电感等效替代销钉的作用,等效电

路见图 4(c)。此时, $l_1 = \frac{\lambda}{\lambda_g} l_1'$, $l_2 = \frac{\lambda}{\lambda_g} l_2'$ 。

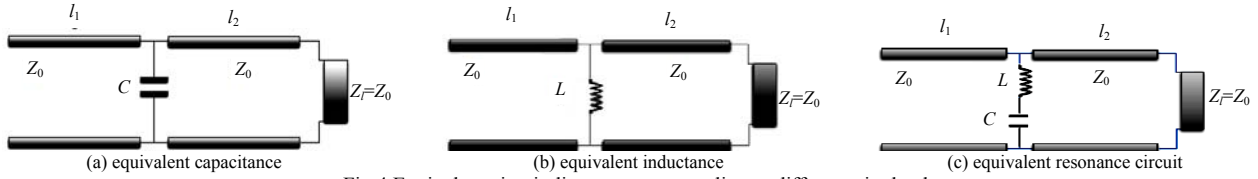


Fig.4 Equivalent circuit diagram corresponding to different pin depths

图 4 不同销钉深度对应的等效电路图

由图 4(a)和图 4(b)计算电容、电感处的输入导纳:

$$Y_{in}' = G_0' + j\omega C \quad (2)$$

$$Y_{in}'' = G_0' - j\frac{1}{\omega L} \quad (3)$$

式中: G_0' 是等效电路计算的销钉波导特性导纳; ω 是角频率。由仿真软件计算销钉波导在销钉所在截面处的输入导纳:

$$Y_{in} = G_0 + jB \quad (4)$$

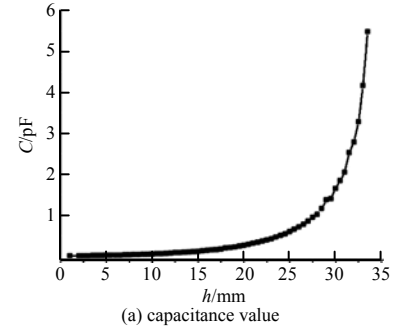
式中: G_0 是销钉波导特性导纳; B 是输入导纳虚部。通过以上公式计算可以得到电容值、电感值:

$$C = \frac{B}{\omega} \quad (5)$$

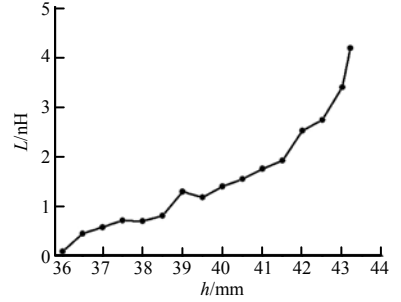
$$L = -\frac{1}{\omega B} \quad (6)$$

通过式(5)和式(6)得到电容、电感值见图 5。

以 bj22 单销钉波导为例,销钉半径 $R=10$ mm,销钉模型见图 1,其中 $l_1'=100$ mm 和 $l_2'=155$ mm,波导端口截面 $a=109.2$ mm 和 $b=54.6$ mm。通过对仿真数据分析,绘制单销钉波导销钉所在截面处的阻抗参数见图 6。通过图 6 可以看到,销钉半径 R 增加时,输入阻抗 Smith 圆图曲线已偏离 $g=1$ 电导圆,且电路呈容性,没有感性部分,即输入阻抗 Smith 圆图只有圆图的下半圆。从输入阻抗实部、虚部图可以看到输入阻抗虚部值完全为负,所以随着销钉半径的增加,调配器的匹配禁区也在增大。插入波导的销钉不再等效为单一的并联电容或者电感,此时需要对上述等效电路模型进行修正。



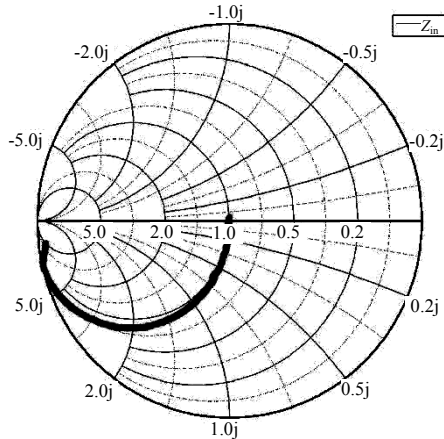
(a) capacitance value



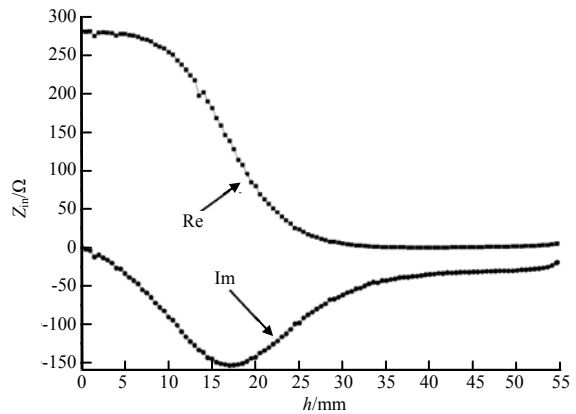
(b) inductance values

Fig.5 Different pin depths corresponding to capacitance and inductance values

图 5 $R=3.5$ mm 不同的销钉深度对应电容、电感值



(a) Smith chart



(b) input resistance

Fig.6 Smith chart of input impedance and input impedance corresponding to the depth of single pin

图 6 输入阻抗 Smith 圆图、单销钉的深度对应输入阻抗矩形图

从图 6(b)可以看出,销钉深度在 10~25 mm 时,输入阻抗变化较为明显。销钉的深度超过 30 mm 时,销钉深度的增加对输入阻抗影响较小,所以在实验过程中销钉的调配范围基本上在 30 mm 以内。这恰好避免了由于销钉太长易于将销钉与波导壁之间的空气区域击穿,从而增大可传输功率^[15]。通过图 6(b)虚部曲线可以发现,即使

销钉深度插到极限位置, 单销钉波导输入阻抗电抗部分都小于零。从图 6(a)可以看出, 销钉所在的截面输入阻抗始终处于容性区域。对比图 3(a), 这时随着销钉深度增加, 输入阻抗已不再沿着 $g=1$ 电导圆旋转。如果对电路匹配精确度要求较高, 上述等效电路已不再适用, 需要修正电路模型, 用串联电容来描述销钉半径对电路的影响。修正后的等效电路模型见图 7。

传输线输入阻抗公式:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_l \tan(\beta l)} \quad (7)$$

式中 Z_l 是端接的负载阻抗。销钉所在截面的输入阻抗:

$$Z'_{in} = \frac{j\omega C_1}{1 + jZ_0\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (8)$$

通过电磁仿真软件计算可得到输入阻抗:

$$Z_{in} = R + jX \quad (9)$$

$$Z'_{in} = R' + jX' \quad (10)$$

式中: R 和 R' 是阻抗实部; X 和 X' 是阻抗虚部。通过以上公式计算可以得到电容值:

$$C_1 = \frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{Z_0}{R'} - 1} \quad (11)$$

$$C_2 = -\frac{1}{\omega} \frac{X'}{X' + \frac{\omega C_1 Z_0^2}{1 + (\omega C_1 Z_0)^2}} \quad (12)$$

运用电磁仿真软件计算终端接匹配负载时波导端口输入阻抗, 然后根据式(11)和式(12)算出电容值, 计算得到的并联电容 C_1 和串联电容 C_2 , 见图 8 和图 9。对比输入阻抗 Smith 圆图的图 3(a)和图 6(a), 发现销钉半径为 3.5 mm 时, 在波导端口接匹配负载时, 销钉所在截面输入阻抗随着销钉深度增加沿着 $g=1$ 电导圆顺时针方向旋转, 可以用单个并联的电容或者电感很好地替代销钉作用。当销钉半径增加到 10 mm 时, 通过图 6(a)看出输入阻抗已明显偏离 $g=1$ 电导圆。所以提出图 7 所示的修正电路模型, 通过串联一个电容 C_2 从 Smith 圆图上来补偿这种偏离。后面会在销钉半径较大情况下进一步对比 2 种模型的电路输入阻抗。

通过图 8 可以看到, 随着销钉插入深度增加, 对应的并联电容 C_1 增大。通过图 9 发现, 销钉插入深度较小时, 由于耦合干扰影响导致串联电容 C_2 的值波动较大。随着销钉插入深度的增加, 串联电容 C_2 的值呈现出稳定的减小趋势。

2 三销钉波导分析

图 10 是三销钉波导模型图和实验实物图。图 11(a)是 bj22 型三销钉波导模型中调节中间销钉时 S_{11} 的仿真和测试对比图, 图 11(b)是 bj26 型三销钉波导模型中调节中间销钉 S_{11} 的仿真和测试对比图。从图 11(a)可以看出, 销钉深度在 10~25 mm 时, S_{11} 幅度变化较为明显。销钉的深度超过 30 mm, S_{11} 趋近于 1, 能量被全反射。图 11(b)的销钉深度在 5~30 mm 时, S_{11} 幅度变化较为明显。

销钉半径 R 小于 5 mm 情况下, 销钉横向方向产生的影响较小, 主要考虑纵向方向影响。前面已经详细叙述了单销钉的等效电路及其在半径较大时修正的等效电路模型。对于三销钉, 直接将前面单销钉模型电路进行级联, 这也恰好是对上述模型进行验证。首先验证销钉半径 $R=3.5$ mm 情况, 此时采用 bj26 型号的三销钉波导, 波导模型如图 10(a)所示。波导尺寸参数: $a=86.4$ mm, $b=43.2$ mm, 销钉插入波导深度为 h_1, h_2 和 h_3 , 销钉间距 $l'_1=85$ mm, $l'_2=40$ mm, $l'_3=40$ mm, $l'_4=85$ mm。其对应的等效电路模型见图 12。

由图 5 可得到单销钉的不同深度对应电感、电容值。例如销钉深度 $h_1=23$ mm, $h_2=5$ mm, $h_3=16$ mm, 其等效电路中对应电容 $C_1=416.54$ fF, $C_2=12.07$ fF, $C_3=137.43$ fF。由波导波长公式:

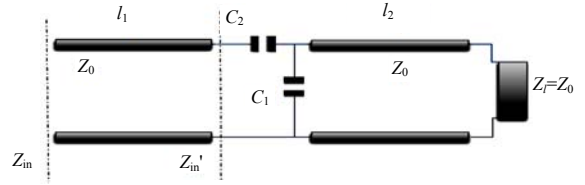


Fig.7 Modified circuit model
图 7 修正后电路模型

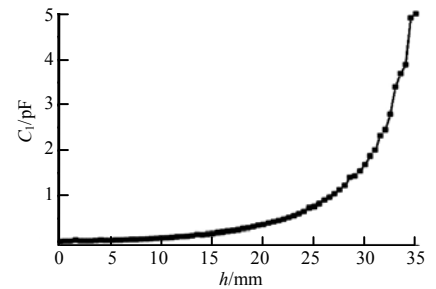


Fig.8 Capacitance value of C_1
图 8 C_1 的电容值

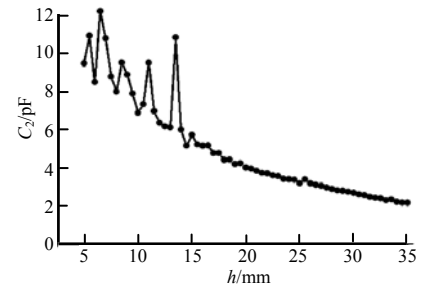
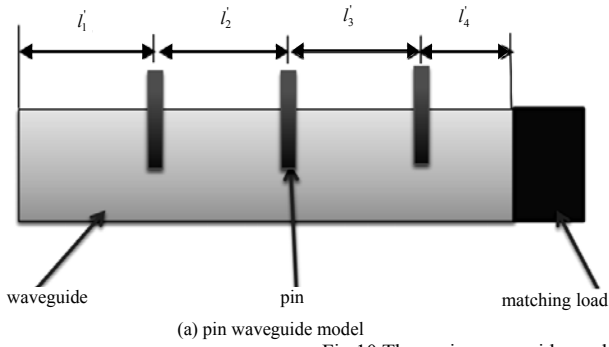
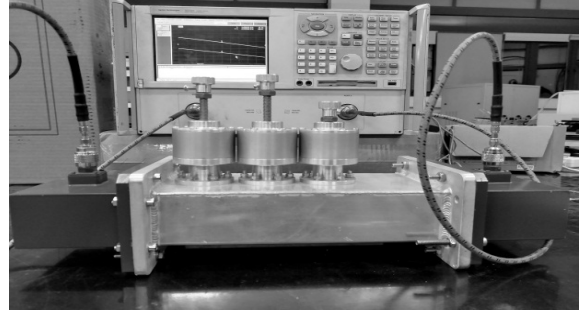


Fig.9 Capacitance value of C_2
图 9 C_2 的电容值



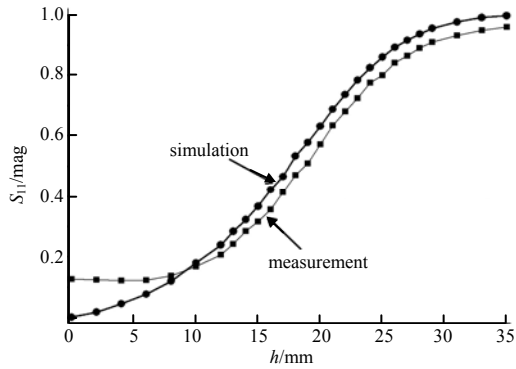
(a) pin waveguide model



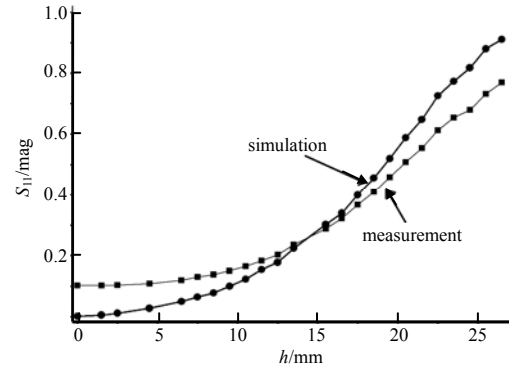
(b) experimental physical diagram

Fig.10 Three-pin waveguide model(a) and experimental physical diagram(b)

图 10 三销钉波导模型图、实验实物图



(a) S parameter of bj22 model, R=10 mm



(b) S parameter of bj26 model, R=3.5 mm

Fig.11 S parameter amplitude

图 11 S 参数幅值

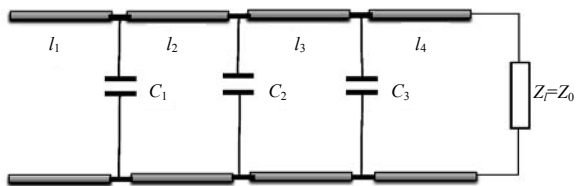


Fig.12 Circuit model diagram of three-pin waveguides

图 12 R=3.5 mm 三销钉波导电路模型图

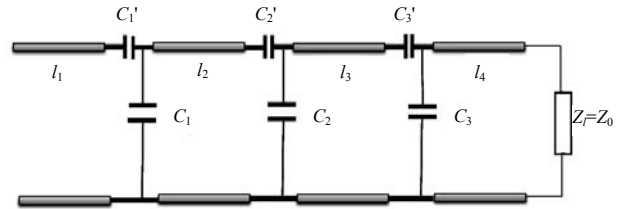


Fig.13 Circuit model diagram of modified three-pin waveguides

图 13 R=10 mm 修正三销钉波导电路模型图

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (13)$$

式中：波导波长 $\lambda_g = 173.54$ mm； λ_c 是波导截止波长。由式(1)推出 $l'_1 = 85$ mm, $l'_2 = 40$ mm, $l'_3 = 40$ mm, $l'_4 = 85$ mm 对应的传输线电长度分别为 $176.33^\circ, 82.98^\circ, 82.98^\circ, 176.33^\circ$ 。所以通过电路模型计算输入端对应的输入阻抗为 $Z'_{in} = 36.32 - j138.25$ ，通过有限元法电磁仿真软件计算端口输入阻抗 $Z''_{in} = 35.1 - j140.41$ 。根据计算结果可以看出二者十分接近，电路模型完全正确。为了验证通过电路模型计算的输入阻抗和通过有限元电磁仿真软件计算的输入阻抗之间的误差，引入误差因子 ε ，其定义如下：

$$\varepsilon = 20 \log \left| \frac{Z'_{in} - Z''_{in}}{Z'_{in} + Z''_{in}} \right| \quad (14)$$

误差因子 ε 越小，表示电路模型计算的输入阻抗与有限元法仿真计算的阻抗越接近。例如上述 $\varepsilon = -37.79$ dB，该值表示用以上电路模型做阻抗匹配电路时对应的回波损耗。当 $R = 3.5$ mm 时，验证三销钉电路模型数据统计见表 1，其中 N 表示验证次数， Z'_{in} 表示仿真计算的输入阻抗， Z''_{in} 表示等效电路计算的输入阻抗。

当销钉半径开始增大到大于 5 mm 时，图 12 的三销钉电路模型不再准确，如果对匹配精确度要求不高，图 12 电路模型依然适用。如果对电路匹配精确度要求较高，则需要对上述电路模型进行修正。此时不仅需要考虑销钉深度的影响，而且需要考虑销钉半径的影响。对应的等效电路模型见图 13，此时采用 bj22 型号的三销钉波导对其电路模型进行验证，波导模型见图 10(a)。波导端口尺寸参数： $a = 109.2$ mm, $b = 54.6$ mm，销钉插入波导深

度为 h_1, h_2 和 h_3 , 销钉的半径为 $R=10\text{ mm}$, 销钉间距 $l'_1=45\text{ mm}, l'_2=55\text{ mm}, l'_3=55\text{ mm}, l'_4=100\text{ mm}$ 。由式(13)计算波导波长 $\lambda_g=147.88\text{ mm}$, 由式(1)计算 l'_1, l'_2, l'_3 和 l'_4 对应的传输线电长度分别为 $109.55^\circ, 133.89^\circ, 133.89^\circ$ 和 243.44° 。

表 1 $R=3.5\text{ mm}$ 电路模型计算输入阻抗统计表

N	h_1/mm	h_2/mm	h_3/mm	C_1/fF	C_2/fF	C_3/fF	Z_{in}'/Ω	Z_{in}/Ω	ϵ/dB
1	23	6	15	416.54	14.73	109.97	$38.28-j142.18$	$41.32-j141.2$	-39.29
2	17	6	15	152.99	14.73	109.97	$142.02-j213.17$	$141.08-j208.65$	-40.84
3	5	6	15	12.07	14.73	109.97	$316.27-j171.16$	$315.81-j174.58$	-46.39
4	5	28	20	12.07	1013.9	255.65	$20.86+j938.6$	$58.23+j905.04$	-31.30
5	5	12	20	12.07	63.80	255.65	$155.27-j168.53$	$154.67-j158.36$	-32.91
6	5	7	20	12.07	19.60	255.65	$164.89-j247.67$	$164.14-j241.21$	-39.14
7	15	6	7	109.97	14.73	19.60	$263.47-j164.88$	$265-j159.65$	-41.12
8	15	6	17	109.97	14.73	152.99	$149.23-j226.4$	$146.36-j220.13$	-37.80
9	15	6	27	109.97	14.73	847.87	$10.84-j136.8$	$13.65-j135.42$	-38.82

从图 6(a)可发现, 当销钉半径为 10 mm 时, 销钉半径对波导的电磁影响不可忽视, 可用一个串联的电容来反映其影响。通过图 9 可发现, 固定的销钉半径产生的串联电容 C_2 值在销钉深度较小时会有跳变, 但随着销钉深度增加, C_2 的值呈现出稳定的下降趋势。通过大量的仿真数据求其均值, 当 $R=10\text{ mm}$ 时, $C_1'=C_2'=C_3'=5.03\text{ pF}$ 。由图 8 确定不同销钉深度对应的并联电容值, 将它们代入电路模型计算输入阻抗, 统计数据结果见表 2。通过表 2 可以看出, 修正后电路模型计算的输入阻抗明显比修正前电路模型计算的输入阻抗更加接近有限元法电磁仿真软件计算的输入阻抗, 所以修正后等效电路模型明显优于修正前的等效电路模型。

表 2 $R=10\text{ mm}$ 电路模型计算输入阻抗统计表

N	h_1/mm	h_2/mm	h_3/mm	C_1/fF	C_2/fF	C_3/fF	Z_{in}'/Ω	Z_{in}/Ω	Z_{in}''/Ω	ϵ/dB
1	23	6	15	565.56	29.72	170.62	$831.45+j1247.67$	$1534.12+j1340.36$	$985.64+j1323.4$	-25.26
2	17	6	15	233.19	29.72	170.62	$244.9+j243$	$269+j275.94$	$241.44+j267.2$	-29.20
3	5	6	15	22.75	29.72	170.62	$130.26-j18.56$	$139.21-j11.46$	$136.8-j19.03$	-32.28
4	5	28	20	22.75	1229.13	364.49	$1.88+j368.09$	$6.88+j433.01$	$5.27+j383.75$	-33.43
5	5	12	20	22.75	106.52	364.49	$45+j64.09$	$50.43+j87.26$	$46.83+j74.97$	-23.58
6	5	7	20	22.75	41.96	364.49	$60.12+j4.98$	$61.96+j28.24$	$59.59+j16.07$	-20.79
7	15	6	7	170.62	29.72	41.96	$358.04+j214.74$	$372.48+j192.88$	$340.2+j204.61$	-31.98
8	15	6	17	170.62	29.72	233.19	$156.72+j154.81$	$166.8+j185.38$	$153.82+j173.92$	-27.38
9	15	6	27	170.62	29.72	1047.05	$18.09+j258.51$	$20.28+j327.87$	$17.53+j295.28$	-23.57

3 结论

本文提出一种新的销钉波导分析方法, 首先研究单销钉波导的等效电路, 当销钉半径较小时, 用并联的电容来替代, 波导用传输线替代, 传输线的特征阻抗和销钉波导的特征阻抗一致; 当销钉半径较大时, 用串联的电容表示销钉半径对电路的影响, 用并联的电容表示销钉深度对电路的影响, 由此获得单销钉等效电路模型。然后通过矩量法电磁仿真软件算出波导端口的阻抗参数, 再通过式(5)、式(6)或者式(11)、式(12)计算出并联的电容和串联的电容值。在分析多个销钉波导端口阻抗参数时, 通过把多个单销钉电路进行级联组成多个波导销钉的等效电路, 由分布参数和集总参数组成的销钉波导的等效电路计算出波导端口的阻抗参数。把通过有限元电磁仿真软件计算的销钉波导端口的阻抗参数和通过等效电路计算的销钉波导端口阻抗参数进行对比, 两者结果吻合, 验证了该销钉波导等效电路的正确性。

参考文献:

- [1] 张少辉,傅文杰,陈珍,等. 三销钉调配器的研究[J]. 真空电子技术, 2017,59(1):25-28. (ZHANG Shaohui,FU Wenjie,CHEN Zhen,et al. Research on three-pin adapters[J]. Vacuum Electronic Technology, 2017,59(1):25-28.)

- [2] 刘华,王利斌. 微波自动阻抗匹配系统的研究[J]. 电子测量技术, 2007,30(6):40-42. (LIU Hua,WANG Libin. Research on microwave automatic impedance matching system[J]. Electronic Measurement Technology, 2007,30(6):40-42.)
- [3] 岳文文,程建,徐公国,等. 嵌入式微波自动阻抗匹配系统[J]. 测控技术, 2015,34(3):113-115. (YUE Wenwen,CHENG Jian,XU Gongguo,et al. Embedded microwave automatic impedance matching system[J]. Measurement and Control Technology, 2015,34(3):113-115.)
- [4] 杨丽,刘化. 微波智能阻抗适配器的设计与实现[J]. 中国科技信息, 2006,12(2):71. (YANG Li,LIU Hua. Design and implementation of microwave intelligent impedance adapter[J]. Journal of China Science and Technology Information Technology, 2006,12(2):71.)
- [5] 刘汉斐,程健,钱玉良. 一种自动阻抗匹配算法[J]. 计算机工程, 2009,35(9):275-276. (LIU Hanfei,CHENG Jian,QIAN Yuliang. An automatic impedance matching algorithm[J]. Computer Engineering, 2009,35(9):275-276.)
- [6] REGOLI C. Impedance matching by using a multi-stub system[C]// Proceedings of 7th WSEAS International Conference on Simulation,Modeling and Optimization. Beijing:[s.n.], 2007:340-345.
- [7] BOLIK V. Stub swapping in automatic three-stub impedance matching system[J]. Microwave Techniques, 2013,12(11):192-196.
- [8] 张兆镗. 波导三销钉适配器局限性及其对策[J]. 材料导报, 2009,23(11):146-148. (ZHANG Zhaotang. The limitation of waveguide three pins adapter and its countermeasures[J]. Materials Review, 2009,23(11):146-148.)
- [9] LIU Y W,MEI K K. Generalized transmission line equations[J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002(3):798-800.
- [10] 林为干. 矩形波导一个不连续性的等效电路[J]. 物理学报, 1956,12(5):459-476. (LIN Weigan. A discontinuous equivalent circuit for rectangular waveguides[J]. Acta Physica Sinica, 1956,12(5):459-476.)
- [11] 李艳华,丁耀根,沈斌. 应用微波等效电路方法对速调管矩形波导输出窗的研究[C]// 第十五届学术年会军用微波管研讨会论文集. 昆明:[s.n.], 2005:141-144. (LI Yanhua,DING Yaogen,SHEN Bin. Research on the Output Window of Klystron Rectangular Waveguide Using Microwave Equivalent Circuit [C]// Proceedings of the Military Microwave Tube Seminar at the 15th Annual Academic Conference. Kunming,China:[s.n.], 2005:141-144.)
- [12] 邢锋,刘耀武,宋文森. 基于广义传输线方程的矩形波导等效电路[J]. 电波科学学报, 2004,19(1):32-35. (XING Feng,LIU Yaowu,SONG Wenmiao. Equivalent circuit of rectangular waveguide based on generalized transmission line equation[J]. Journal of Radio Science, 2004,19(1):32-35.)
- [13] PARRO V C,PAIT F M. Design of an automatic impedance matching system for industrial continuous microwave ovens. part I:modeling and off line tuning[C]// Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference. Foz do Iguacu,Brazil:IEEE, 2003:791-795.
- [14] 王文祥. 微波工程技术[M]. 2 版. 北京:国防工业出版社, 2005. (WANG Wenxiang. The second edition of microwave engineering technology[M]. 2nd ed. Beijing:National Defense Industry Press, 2005.)
- [15] BILIK V,BEZEK J. High power limits of waveguide stub tuners[J]. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 2010,44(4):178-186

作者简介:



乔景鑫(1991-),男,陕西省安康市人,在读硕士研究生,主要研究方向为微波无线能量传输.email:853141620@qq.com.

黄卡玛(1964-),男,重庆市人,教授,博士生导师,长江学者特聘教授,国家杰出青年基金获得者,973 计划首席科学家,主要研究方向为微波能基础理论与创新应用.

朱铎丞(1986-),男,江苏省徐州市人, Cornell University 联合培养博士生,副教授,主要研究领域为微波测量、多物理场耦合计算和微波工业应用.

杨 阳(1983-),男,重庆市人,副教授,硕士生导师,主要研究方向为微波测量、微波化学以及微波功率合成.