

一种新颖的带状线功分器等效电路分析方法^①

于正永^{1,2}, 唐万春²

1. 淮安信息职业技术学院 计算机与通信工程学院, 江苏 淮安 223003;

2. 南京师范大学 物理科学与技术学院, 南京 210023

摘要: 带状线功分器结构中包含直角拐角和 T 型接头不连续性部分, 会引入相应的不连续性传输损耗, 传统的分析方法并没有考虑这部分损耗, 导致分析结果不够准确. 针对这个问题, 提出了一种新颖的带状线功分器等效电路分析方法. 在已获得的微带开路线不连续性等效电路模型及理论的基础上, 提出了带状线功分器参考面 T' 区域的等效电路模型, 并推导出了带状线功分器散射参数的计算公式. 经实例验证发现, 该等效电路分析法所得结果与仿真软件 HFSS 仿真结果吻合良好, 带状线功分器散射参数的平均误差小于 2%, 这充分表明了该等效电路模型的正确性和有效性.

关键词: 带状线; 功分器; 不连续性; 等效电路; 散射参数

中图分类号: TN626

文献标志码: A

文章编号: 1000-5471(2020)05-0114-07

功分器是无线通信系统中十分重要的微波无源电路组件, 在天线阵馈电网络、功率放大器、混频器以及无线局域网(wireless local area network, WLAN)中应用广泛^[1-4], 其性能好坏直接影响着整个系统的综合性能. 带状线常被应用于低温共烧陶瓷(low temperature co-fired ceramic, LTCC)集成电路系统中, LTCC 由于具有高密度电子封装和三维多层结构等特性, 为功分器等电路组件的小型化和高度集成设计提供了保证, 因此研究和分析带状线功分器十分必要. 近年来, 许多学者针对功分器的多路传输^[5]、小型化^[6]、双频带^[7]以及宽频带^[8]等方面进行了深入研究, 目的在于研究和设计出高性能的功分器组件, 并将其应用于无线通信系统中. 目前对功分器的性能分析主要采用电磁仿真软件提取法^[9]、传输线等效电路法^[10]和奇偶模分析法^[11]等, 采用仿真软件进行全波分析, 虽然其结果较为准确, 但由于没有形成解析公式, 在功分器设计及分析时不够方便; 而采用传输线等效电路法未考虑到功分器结构中直角拐角和 T 型接头不连续性部分所带来的传输损耗, 其分析结果往往不够准确.

针对这些不足, 本研究在已获得的微带开路线等效电路模型及理论的基础上^[12], 提出了一种带状线功分器的等效电路分析方法, 给出了其散射参数计算公式的推导过程, 并结合实例进行了验证和分析. 本研究方法计算出的散射参数与高频结构仿真器(high frequency structure simulator, HFSS)^[13]计算结果比较, 其平均误差小于 2%, 充分验证了本研究方法的正确性.

1 等效电路模型及理论

1.1 带状开路线的等效电路模型

文献[12]基于矩量法的物理解释给出了微带开路线的通用等效电路模型及理论分析, 并在此基础上,

^① 收稿日期: 2018-06-03

基金项目: 江苏高校“青蓝工程”中青年学术带头人培养对象资助项目; 江苏省“333 工程”科研资助项目(BRA2018315); 江苏省高等学校自然科学基金项目(19KJB510002); 江苏省“333 高层次人才培养工程”培养对象资助项目(苏人才办[2018]26 号); 江苏省高等职业教育产教融合集成平台资助项目(苏教职函[2019]26 号).

作者简介: 于正永(1982—), 男, 副教授, 高级工程师, 主要从事电磁理论与数值分析、微波电路设计以及电磁兼容等方面的研究.

通过多个开路线的互连, 增加各个开路线分支相互作用产生的互电容和互电感, 建立了直角拐角、阶梯跳变以及 T 型接头等复杂结构的不连续性等效电路模型. 很显然这种分析方法对于带状线同样适用, 本研究将微带开路线的等效电路模型及理论移植到带状线中, 建立了带状开路线的 LC 等效电路模型(图 1), 即将图 1①中带带状开路线参考面 T_0 处的边缘场影响等效为图 1②中的并联电容 C_{excess} , 然后依据文献[12]矩量法等理论得到图 1③中线长为 Δz 的 $T_1 T_0$ 带状开路线的 LC 等效电路模型.

从图 1 可以看出, 带状开路线的不连续性等效电路模型与微带开路线很相似, 主要区别在于开路端处边缘场的等效并联电容 C_{excess} 计算方法不同, 其他 LC 元器件的计算公式均可以从文献[12]中获得. 对于对称带状线来说, 其并联电容 C_{excess} 可以运用文献[14]中的解析公式进行计算. 对于非对称带状线(也就是内导体带偏离中心位置)来说, 目前没有文献给出相应的计算公式. 一般对于非对称带状开路线来说, 由于存在边缘场的影响, 它并不是处于理想的开路状态, 其实际物理尺寸 l_0 小于 $\lambda/4$, 两者尺寸差即为边缘场的等效传输线长度 Δl , 其值为:

$$\Delta l = \frac{1}{4} \lambda - l_0 = \frac{v_0}{4 f_0 \sqrt{\epsilon_r}} - l_0 \quad (1)$$

式中: λ 为介质空间传播的电磁波波长; f_0 为理想的 $\lambda/4$ 非对称开路线输入阻抗等于 0Ω 处的工作频率, 可以运用 HFSS 等仿真软件提取; ϵ_r 为填充介质的介电常数; v_0 为自由空间的传播速度($v_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$).

求解出 Δl 后, 很容易得到非对称带状线的并联电容

$$C_{\text{excess}} = \frac{\tan(\beta \Delta l)}{\omega Z_0} \quad (2)$$

式中: β 和 ω 分别为传播常数和角频率, Z_0 为非对称带状线的特性阻抗.

很显然, 可以将带状线 T 型接头看作为 3 个开路线的互连, 在此基础上增加各个开路线分支相互作用耦合产生的互电容和互电感, 即可获得其等效电路模型(图 2, 图中虚线框部分表示产生的互电容和互电感). 同理, 直角拐角为 2 个开路线的互连, 其等效电路模型只需在图 2 基础上删去 1 个分支及该分支对其他分支产生的互电容和互电感即可得到.

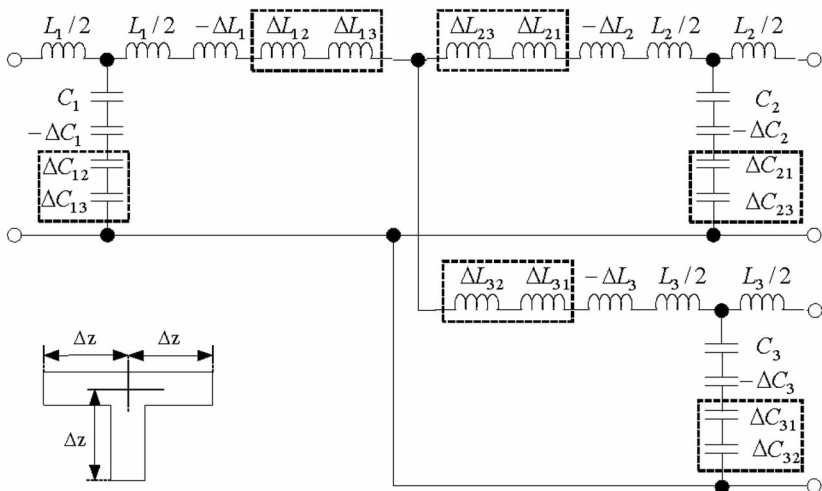


图 2 带状线 T 型接头的等效电路模型

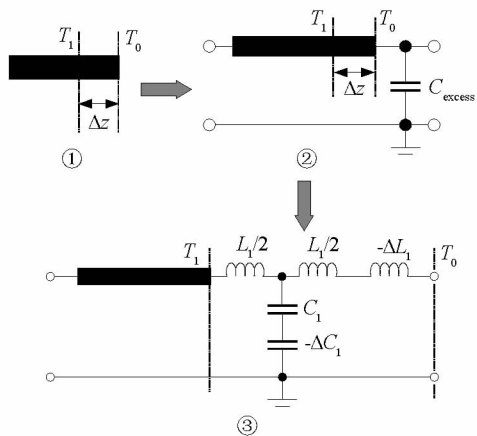


图 1 带状开路线的 LC 等效电路模型

1.2 带状线功分器的等效电路模型及理论

带状线功分器结构见图 3. 其中, h 为带状线上下接地板之间的距离, w_1, w_2, w_3 和 w_4 分别为带状线功分器的线宽, l_1 和 l_3 分别为端口 1 至 $T(T')$ 处、端口 2 和 3 至 T' 处的距离, l_2 为直角拐角与 T 型接头之间带状传输线线长, Δz 为不连续部分的线长.

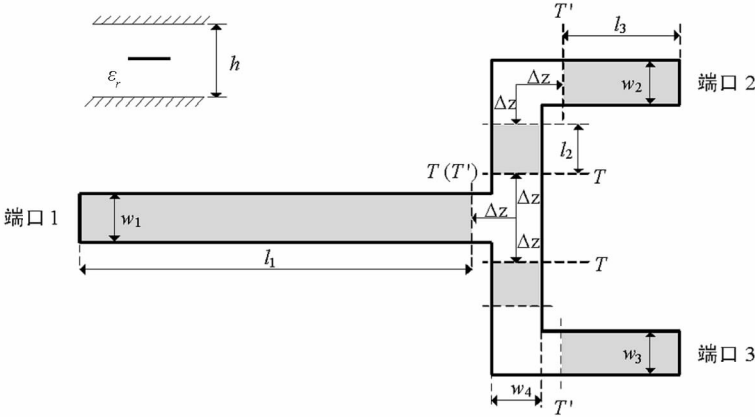


图 3 带状线功分器结构

这里假定在准静态条件下进行等效电路模型的构建和分析, 且在不连续区域边界外的传输线上仅存在主模传输, 不连续部分的线长 $\Delta z = h$. 从图 3 中可以看出, 整个带状线功分器可以看作是 5 个带状线(阴影部分)、1 个 T 型接头(中心处)和 2 个直角拐角(拐角处)的级联. 由于直角拐角和 T 型接头结构存在不连续性, 由此会产生一定的传输损耗, 因此在分析功分器时应加以考虑. 本研究在获得带状开路线的不连续性等效电路模型基础上, 分别将 T 型接头和直角拐角看作 3 个和 2 个开路线的级联, 建立了带状线功分器参考面 T' 区域的等效电路模型(图 4), 然后只需将参考面由 T' 处分别外延至 3 个端口处, 就可以实现对整个带状线功分器的等效电路分析.

从图 4 中看出, 参考面 T' 区域的等效电路模型可以划分为 T 型接头子网、带状线子网 1、带状线子网 2、直角拐角子网 1 和直角拐角子网 2, 各个子网中等效阻抗的计算可以从文献[12]中获得.

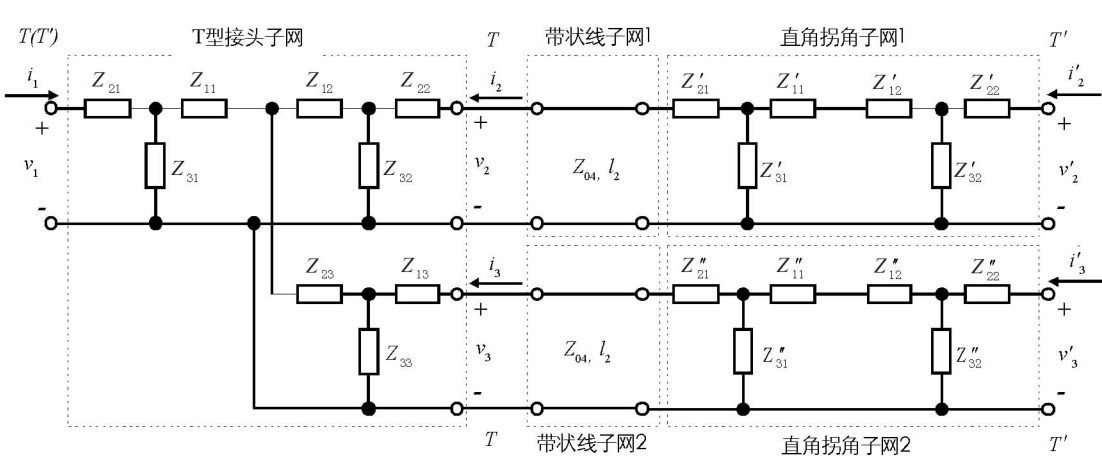


图 4 带状线功分器参考面 T' 区域的等效电路模型

T 型接头子网的各阻抗为:

$$Z_{21} = j\omega L_1/2 \tag{3}$$

$$Z_{11} = \frac{j\omega L_1}{2} - j\omega \Delta L_1 + j\omega \Delta L_{12} + j\omega \Delta L_{13} \tag{4}$$

$$Z_{31} = \frac{1}{j\omega C_1} - \frac{1}{j\omega \Delta C_1} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{12}} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{13}} \tag{5}$$

$$Z_{22} = j\omega L_2/2 \quad (6)$$

$$Z_{12} = \frac{j\omega L_2}{2} - j\omega \Delta L_2 + j\omega \Delta L_{21} + j\omega \Delta L_{23} \quad (7)$$

$$Z_{32} = \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{1}{j\omega \Delta C_2} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{21}} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{23}} \quad (8)$$

$$Z_{13} = j\omega L_3/2 \quad (9)$$

$$Z_{23} = \frac{j\omega L_3}{2} - j\omega \Delta L_3 + j\omega \Delta L_{31} + j\omega \Delta L_{32} \quad (10)$$

$$Z_{33} = \frac{1}{j\omega C_3} - \frac{1}{j\omega \Delta C_3} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{31}} + \frac{1}{j\omega \Delta C_{32}} \quad (11)$$

直角拐角子网 1 的各阻抗为:

$$Z'_{21} = j\omega L'_{1}/2 \quad (12)$$

$$Z'_{11} = \frac{j\omega L'_{1}}{2} - j\omega \Delta L'_{1} \quad (13)$$

$$Z'_{31} = \frac{1}{j\omega C'_{1}} - \frac{1}{j\omega \Delta C'_{1}} + \frac{1}{j\omega \Delta C'_{12}} \quad (14)$$

$$Z'_{12} = \frac{j\omega L'_{2}}{2} - j\omega \Delta L'_{2} \quad (15)$$

$$Z'_{22} = j\omega L'_{2}/2 \quad (16)$$

$$Z'_{32} = \frac{1}{j\omega C'_{2}} - \frac{1}{j\omega \Delta C'_{2}} + \frac{1}{j\omega \Delta C'_{21}} \quad (17)$$

直角拐角子网 2 中各阻抗表达式与直角拐角子网 1 类似, 这里不再给出. (3)–(17) 式中相关参数可以运用文献[12] 中的公式进行计算. 带状线子网 1 和带状线子网 2 可以根据传输线理论进行分析^[15].

1.3 带状线功分器的散射参数

接下来, 主要推导图 4 中参考面 T' 区域的等效电路模型对应的散射参数计算公式, 以便最终计算出整个带状线功分器的散射参数.

$ABCD$ 传输矩阵参量特别适合描述级联网络的特性, 由其定义可知整个级联网络的 $ABCD$ 传输矩阵等于各个子网络的 $ABCD$ 传输矩阵的乘积^[15], 因此很容易得到图 4 中带状线子网 1 与直角拐角子网 1 级联后的 $ABCD$ 传输矩阵, 记为 $\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$.

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_2) & jZ_{04} \sin(\beta l_2) \\ \frac{j \sin(\beta l_2)}{Z_{04}} & \cos(\beta l_2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 + \frac{z'_{21}}{z'_{31}} & z'_{21} + z'_{11} + \frac{z'_{11} z'_{21}}{z'_{31}} \\ \frac{1}{z'_{31}} & 1 + \frac{z'_{11}}{z'_{31}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 + \frac{z'_{12}}{z'_{32}} & z'_{12} + z'_{22} + \frac{z'_{12} z'_{22}}{z'_{32}} \\ \frac{1}{z'_{32}} & 1 + \frac{z'_{22}}{z'_{32}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: β 表示带状线的传播常数, Z_{04} 表示带状线子网带状线的特性阻抗. 同理, 也可以得到带状线子网 2 与直角拐角子网 2 级联后的 $ABCD$ 传输矩阵, 记为 $\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}$.

同样由传输矩阵的定义可知, 两个 $ABCD$ 传输矩阵与输入输出端口处电压、电流的关系为:

$$\begin{cases} v_2 = A_2 v'_2 - B_2 i'_2 \\ i_2 = -C_2 v'_2 + D_2 i'_2 \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} v_3 = A_3 v'_3 - B_3 i'_3 \\ i_3 = -C_3 v'_3 + D_3 i'_3 \end{cases} \quad (20)$$

参考面 T 处的 T 型接头子网阻抗矩阵 $[z_{ij}](i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3)$ 可以由文献[15] 计算获得, 且与其 3 个分支端口处的电压、电流存在关系:

$$\begin{cases} v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 + z_{13}i_3 \\ v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 + z_{23}i_3 \\ v_3 = z_{31}i_1 + z_{32}i_2 + z_{33}i_3 \end{cases} \quad (21)$$

将方程组(19) 和(20) 中 i_2, i_3 代入方程组(21) 中, 经过移项、合并操作后可得:

$$\begin{cases} v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}(-C_2v'_2 + D_2i'_2) + z_{13}(-C_3v'_3 + D_3i'_3) \\ (A_2 + z_{22}C_2)v'_2 + z_{23}C_3v'_3 = z_{21}i_1 + (B_2 + z_{22}D_2)i'_2 + z_{23}D_3i'_3 \\ z_{32}C_2v'_2 + (A_3 + z_{33}C_3)v'_3 = z_{31}i_1 + z_{32}D_2i'_2 + (B_3 + z_{33}D_3)i'_3 \end{cases} \quad (22)$$

为了简化表达式, 假定 $X_1 = A_2 + z_{22}C_2$, $X_2 = z_{23}C_3$, $X_3 = B_2 + z_{22}D_2$, $X_4 = z_{23}D_3$; $Y_1 = z_{32}C_2$, $Y_2 = A_3 + z_{33}C_3$, $Y_3 = z_{32}D_2$, $Y_4 = B_3 + z_{33}D_3$, 将它们代入方程组(22) 中第 2 和第 3 方程后, 联立求解可得:

$$v'_2 = \frac{z_{21}Y_2 - z_{31}X_2}{X_1Y_2 - X_2Y_1}i_1 + \frac{X_3Y_2 - X_2Y_3}{X_1Y_2 - X_2Y_1}i'_2 + \frac{X_4Y_2 - X_2Y_4}{X_1Y_2 - X_2Y_1}i'_3 \quad (23)$$

$$v'_3 = \frac{z_{21}Y_1 - z_{31}X_1}{X_2Y_1 - X_1Y_2}i_1 + \frac{X_3Y_1 - X_1Y_3}{X_2Y_1 - X_1Y_2}i'_2 + \frac{X_4Y_1 - X_1Y_4}{X_2Y_1 - X_1Y_2}i'_3 \quad (24)$$

参考面 T' 处的阻抗矩阵 $[z'_{ij}](i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3)$ 与其 3 个分支端口处的电压、电流存在如下关系:

$$\begin{cases} v_1 = z'_{11}i_1 + z'_{12}i'_2 + z'_{13}i'_3 \\ v'_2 = z'_{21}i_1 + z'_{22}i'_2 + z'_{23}i'_3 \\ v'_3 = z'_{31}i_1 + z'_{32}i'_2 + z'_{33}i'_3 \end{cases} \quad (25)$$

对照式(23)、式(24) 与方程组(25) 中第 2 和第 3 方程, 可以得到阻抗矩阵 $[z'_{ij}]$ 中的第 2 和第 3 行的元素值. 然后将方程组(25) 中第 2 和第 3 方程代入方程组(22) 中第 1 个方程得到阻抗矩阵 $[z'_{ij}]$ 中第 1 行的元素值.

$$z'_{11} = z_{11} - z_{12}C_2z'_{21} - z_{13}C_3z'_{31} \quad (26)$$

$$z'_{12} = z_{12}D_2 - z_{12}C_2z'_{22} - z_{13}C_3z'_{32} \quad (27)$$

$$z'_{13} = z_{13}D_3 - z_{12}C_2z'_{23} - z_{13}C_3z'_{33} \quad (28)$$

此时已由参考面 T 处阻抗矩阵 $[z_{ij}]$ 推导出了参考面 T' 处的阻抗矩阵 $[z'_{ij}]$, 成功实现了将参考面由 T 移至 T' 处. 然后根据阻抗矩阵与散射矩阵之间的关系^[16], 将阻抗矩阵 $[z'_{ij}]$ 转换为散射矩阵 $[S]$, 也就是此时得到了参考面 T' 处的散射矩阵.

从图 3 可知, 需要将带状线功分器从参考面 T' 分别外延至 3 个端口(外延传输线长度分别为 l_1, l_3 和 l_3), 才能得到整个带状线功分器的散射参数. 由传输线基本理论可知, 带状线功分器的散射矩阵 $[S']$ 与参考面 T' 处的散射矩阵 $[S]$ 之间的关系, 为

$$[S'] = [P] \cdot [S] \cdot [P] \quad (29)$$

其中:

$$[P] = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi l_1}{\lambda}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi l_3}{\lambda}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{2\pi l_3}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (30)$$

2 算例验证与分析

为了验证本研究所提出的等效电路模型及理论的正确性, 设计了一个带状线功分器, 其结构示意图见

图1. 基本参数: $\epsilon_r = 12.9$, $h = 40 \mu\text{m}$, $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = 7.8 \mu\text{m}$, $l_1 = 1100 \mu\text{m}$, $l_2 = 24 \mu\text{m}$, $l_3 = 80 \mu\text{m}$, 不连续性线长 $\Delta z = 40 \mu\text{m}$. 图5给出了运用本研究提出的等效电路分析法和三维电磁仿真软件 HFSS 两种方法计算所得散射参数的对比曲线.

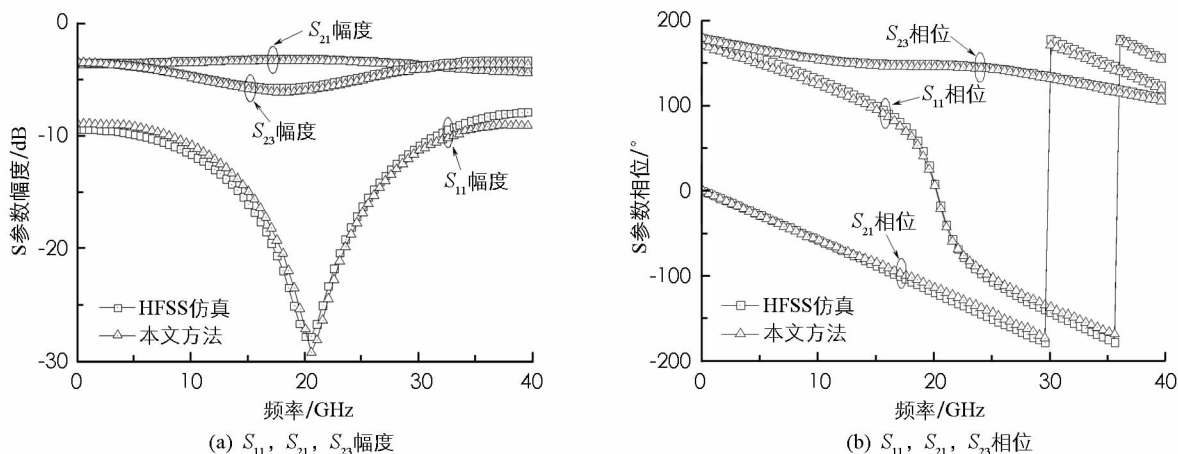


图5 带状线功分器散射参数的对比曲线

从图5中可以发现,运用本研究提出的等效电路分析法和 HFSS 软件仿真两种方法计算所得该功分器的散射参数 S_{11} , S_{21} , S_{23} 幅度和相位基本吻合,其最大误差小于 5%,且平均误差小于 2%,这充分验证了本研究所提出的等效电路模型的正确性,也说明本研究方法考虑了带状线功分器结构中直角拐角和 T 型接头不连续性部分所引入的传输损耗,有效地克服了传统分析方法的不足.同时也可以发现:图 5(a)中本研究方法计算出的 S_{11} 幅度结果较 HFSS 软件仿真结果向高频方向发生一定的偏移,且当 $f > 35 \text{ GHz}$ 时,误差随着频率上升逐渐增大;图 5(b)中 S_{11} 相位在 $f < 15 \text{ GHz}$ 和 $f > 27 \text{ GHz}$ 、 S_{21} 相位在 $f > 18 \text{ GHz}$ 的频率范围内产生了一定的误差,但 2% 的平均误差对于工程设计和分析来说是完全可以接受的.产生上述偏移和误差的原因主要在于本研究所基于的微带开路线等效电路模型及计算公式的不够精确引起的,同时本研究提出的等效电路模型是在准静态条件下进行构建和分析的,因此随着工作频率的上升,一旦超过准静态频率界限时相关参数的计算误差也会随之增大.后期可以通过空间映射等优化算法^[17-18]来进一步优化等效电路模型,通过使用 Q3D 等专用工具软件提取等效电路模型中的分布电容、分布电感和特性阻抗来降低计算误差,从而保证更加准确地分析此类微波集成电路组件.

3 结 论

本研究在已有的微带开路线不连续性等效电路模型及理论基础上,提出了一种带状线功分器的等效电路分析方法,结合算例验证和分析,本研究方法的计算结果与 HFSS 软件仿真结果吻合良好,该功分器散射参数的平均误差小于 2%,较为准确地分析了带状线功分器,也为设计和分析微波集成电路系统中此类无源器件提供了参考.

参考文献:

- [1] 刘高辉,刘 伟.基于小型化天线的馈电网络研究[J].微型机与应用,2017,36(13):82-84.
- [2] 索海雷,鲍景富.2.4 GHz 双向功率放大器设计[J].电子科技大学学报,2008,37(S1):91-93.
- [3] 赵文文,李跃华.Ka 波段亚谐波镜像抑制混频器无源电路设计[J].微波学报,2014,30(S2):194-196.
- [4] 魏晓超.WLAN/WiMAX 基片集成波导合路器和天线及功分器设计[D].大连:大连海事大学,2015:61-67.
- [5] 江 文,程海荣,陈晓鹏.一分十六宽带层压介质带状线功分器[J].雷达与对抗,2017,37(2):34-36.
- [6] 赵 翔.基于平面/准平面结构的超宽带小型化功分器研究[D].成都:电子科技大学,2017:21-28.
- [7] 高凌岚,郑先宝,王明博.一种双频不等分 Wilkinson 功分器设计[J].微波学报,2016,32(S2):380-383.
- [8] 杜姗姗,杨青慧,张怀武.1~18 GHz 超宽带功分器的设计[J].压电与声光,2017,39(4):498-500.

- [9] 陈彦斌, 王小玲, 朱守正. 在射频识别中双频功分器的设计 [J]. 材料导报, 2007, 21(S2): 192-194.
- [10] 林彬彬, 周春霞, 王玉洁, 等. 基于半模基片集成波导的滤波功分器设计[J]. 微波学报, 2017, 33(S1): 140-143.
- [11] 李 波, 吴锡东, 吴 文. 基于 SS-CML 的双频 Wilkinson 功分器研究 [J]. 南京理工大学学报, 2011, 35(4): 534-538.
- [12] TANG W, CHOW Y L, TSANG K F. Different MicrostripLine Discontinuities on a Single Field-based Equivalent Circuit Model [J]. IEE Proceedings- Microwaves, Antennas and Propagation, 2004, 151(3): 256-262.
- [13] 李明洋. HFSS 电磁仿真设计应用详解[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
- [14] GUPTA KC, DARG R, CHADHA R. Computer-aided Design of Microwave Circuits [M]. London: ArtechHouseInc. , 1981.
- [15] 王子宇, 张肇仪, 徐承和. 射频电路设计—理论与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [16] 廖承恩. 微波技术基础 [M]. 西安: 西安电子科技大学社, 1994.
- [17] BANDLER J W, BIERNACKI R M, CHEN S H, et al. Space Mapping Technique for Electromagnetic Optimization [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(12): 2536-2544.
- [18] 郑子伟, 郑建秋. 适用于大数据的遗传优化算法研究 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2016, 41(12): 107-112.

A Novel Equivalent Circuit Analytical Method of Striplines Power Divider

YU Zheng-yong^{1,2}, TANG Wan-chun²

1. School of Computer and Communication Engineering, Huai'an Vocational College of Information Technology, Huai'an Jiangsu 223003, China;

2. School of Physics and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China

Abstract: The striplines power divider structure contains right angles and T-junctions, which introduces the corresponding discontinuous transmission loss. The traditional analytical method is not accurate enough without considering this part of the loss. Aiming at this problem, this paper proposes a novel equivalent circuit analytical method of striplines power divider. We propose the equivalent circuit model of reference surface T' region for striplines power divider based on our obtained equivalent circuit model and theory of micro-strip opening discontinuity, and we derive the formulas for calculating scattering parameters of striplines power divider. Through the practical example, we have found that the results of our equivalent circuit method are in good agreement with simulation software HFSS results, and the average error of scattering parameters for striplines power divider is less than 2%, showing that the equivalent circuit model presented in this article is valid and effective.

Key words: striplines; power divider; discontinuity; equivalent circuit; scattering parameters

责任编辑 潘春燕