

三端口 T 型接头建模研究及高性能分支线耦合器设计

田 歌¹, 杨瑾屏², 史生才², 吴 文¹

(1. 南京理工大学电光学院, 江苏南京 210094; 2. 中国科学院紫金山天文台, 江苏南京 210008)

摘 要: 本文提出一种基于导纳矩阵的三端口 T 型接头高精度超宽带等效电路参数提取方法. 并将传统 T 型接头结构改进为凹-T 型接头 (concave) 和凸-T 型接头 (convex) 两种形式, 以精确控制 T 型接头中心处寄生电容的影响. 最后, 在分析不同三端口 T 型接头连接方式对其等效电路及寄生电容影响的基础上, 将改进后的 T 型接头结构用于研制一个中心频率 12GHz 高性能分支线耦合器. 实测结果表明, 在中心频率处该耦合器各端口的回波损耗和端口隔离度均小于 -26dB, 总插入损耗小于 1.0dB, 幅度差别小于 0.1dB.

关键词: T 型接头; 分支线耦合器; 导纳矩阵; 等效电路模型

中图分类号: TN802 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)01-0199-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.01.032

Research on the Equivalent Circuit Model of the Three-Port T-Junction and Its Applications to High-Performance Branch-Line Coupler

TIAN Ge¹, YANG Jin-ping², SHI Sheng-cai², WU Wen¹

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

2. Purple Mountain Observatory, Chinese Academy of Sciences, Nanjing, Jiangsu 210008, China)

Abstract: In this paper, analysis of three-port T-junction based on the admittance matrix is presented. This method extracts parameters of the equivalent circuit model with high accuracy in ultra wideband. In order to control the effect of the parasitic capacitance, two improved T-junctions with concave and convex segments are proposed. The effect in the equivalent circuit model and parasitic capacitance due to different connection ways of three-port T-junction is also investigated. Then the improved T-junctions are applied to design a high-performance branch-line coupler with center frequency of 12GHz. The return loss and isolation are both better than -26dB at the center frequency, while the total insertion losses are below 1 dB and amplitude imbalance is within 0.1dB.

Key words: T-junction; branch-line coupler; admittance matrix; equivalent circuit model

1 引言

分支线耦合器是经典的正交定向耦合器结构之一, 被广泛应用于宽带放大、功率分配/合成、正交混频器、波束形成网络乃至各种精密网络分析仪器电路^[1~3]. 近年来, 分支线耦合器更是在小型化、宽带、多频带复合工作及谐波抑制设计等方面取得了显著发展. 例如, 文献[4,5]利用并联开路短截线和双传输线实现了分支线耦合器的小型化和谐波抑制. 文献[6]通过将四分之一波长开路耦合线引入耦合器的馈线端以实现宽带特性. 而文献[7,8]将阶梯阻抗结构和端口扩展技术用于耦合器的双频工作.

在较低频率, 分支线耦合器可直接使用经典理论公

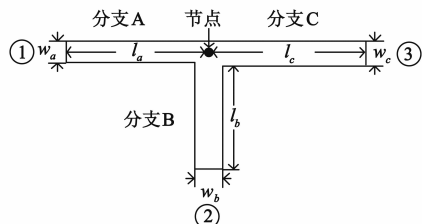
式设计^[9]. 但随着频率的增高, 分支线耦合器结构内部存在的三端口 T 型接头结构寄生参数的影响将会导致耦合器的中心频率发生偏移, 匹配性能变差, 传输性能偏离设计值. 传统的工程实现多直接通过反复进行电磁仿真优化的方式进行结构参数调整, 以期得到最优值. 但这种方式也存在明显弊端: 其一, 大规模电磁仿真优化将耗费大量计算机资源和时间, 导致设计效率低下; 其二, 电磁仿真优化结果通常低于理论预测的最优值, 因而必须采用更多级数的分支线才能满足工程要求. 采用等效电路模型辅助设计则是克服这种不足的有效路径之一. 等效电路仿真时间通常仅是电磁场仿真的几分之一, 并且可以通过建立等效电路参数与结构尺寸参数的对应关系, 有的放矢进行结构改进.

本文针对分支线耦合器设计需要,提出一种基于导纳矩阵的三端口 T 型接头结构等效电路参数提取方法.其新颖之处有三点:首先,导纳矩阵与端口阻抗无关,特别适合处理具有不同端口阻抗的多端口微波网络;其次,该提取方法利用了全部矩阵参量信息,参数提取结果更为全面;第三,传输线电长度不是采用传统经验公式估算,而是由直接基于导纳矩阵的闭式公式唯一确定,更为准确.以上述研究结果为基础,本文提出了两种改进的 T 型接头结构,可以精确控制 T 型接头结构中心处的寄生电容.一个高性能 12GHz 分支线耦合器的研制结果证明了本文所提参数提取方法和改进 T 型结构的有效性.

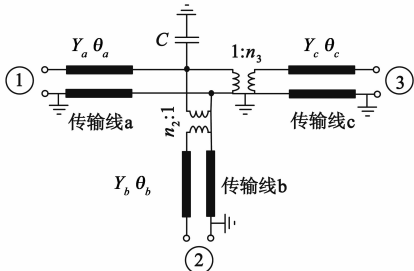
2 三端口 T 型接头结构的分析与改进

2.1 三端口 T 型接头结构分析

T 型接头结构如图 1(a)所示,它由三条长和宽分别为 $l_a, l_b, l_c, w_a, w_b, w_c$ 的微带线相互连接而成.根据文献[10~12]研究,可以建立它的等效电路模型如图 1(b).在此等效电路模型中,传输线 a, b, c (特性导纳与电长度分别为 Y_a, Y_b, Y_c 和 $\theta_a, \theta_b, \theta_c$)表示理想传输线,其中 b, c 通过变压系数为 n_2 和 n_3 的变压器与传输线 a 相连接,并联电容 C 表征了接头处由于电场积聚而产生的寄生电容效应.该模型的导纳矩阵见式(1).



(a) 三端口 T 型接头结构图



(b) 三端口 T 型接头的等效电路模型

图 1

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$Y_{11} = j \left(\frac{Y_a^2 \csc^2(\theta_a) B}{E} - Y_a \cot(\theta_a) \right)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j \frac{n_2 Y_a Y_b \csc(\theta_a) \csc(\theta_b) B}{E}$$

$$Y_{13} = Y_{31} = j \frac{n_3 Y_a Y_c \csc(\theta_a) \csc(\theta_c) B}{E}$$

$$Y_{22} = j \left(\frac{n_2^2 Y_b^2 \csc^2(\theta_b) B}{E} - Y_b \cot(\theta_b) \right)$$

$$Y_{23} = Y_{32} = j \frac{n_2 n_3 Y_b Y_c \csc(\theta_b) \csc(\theta_c) B}{E}$$

$$Y_{33} = j \left(\frac{n_3^2 Y_c^2 \csc^2(\theta_c) B}{E} - Y_c \cot(\theta_c) \right)$$

$$B = -\frac{1}{2\pi f C}$$

$$E = 1 + Y_a \cot(\theta_a) B + n_2^2 Y_b \cot(\theta_b) B + n_3^2 Y_c \cot(\theta_c) B$$

由式(1)可以看出,该导纳矩阵具有互易性,因此它只含 6 个独立变量: $Y_{11}, Y_{12}, Y_{13}, Y_{22}, Y_{23}, Y_{33}$. 通过求解式(1)方程组,等效电路模型参量 $\theta_a, \theta_b, \theta_c, n_2, n_3$ 和 C 可由导纳矩阵参量和三条传输线的特性导纳 Y_a, Y_b, Y_c 表示如下:

$$\theta_a = a \csc \left(\pm \sqrt{1 - \frac{(Y_{12} Y_{13} - Y_{11} Y_{23})^2}{(Y_{23} Y_a)^2}} \right) \quad (2)$$

$$n_2 = \frac{Y_{23} Y_a \csc(\theta_a)}{Y_{13} Y_b \sqrt{1 - \frac{(Y_{12} Y_{13} - Y_{13} Y_{22})^2}{Y_{13}^2 Y_b^2}}} \quad (3)$$

$$n_3 = \frac{Y_{23} Y_a \csc(\theta_a)}{Y_{12} Y_c \sqrt{1 - \frac{(Y_{13} Y_{23} - Y_{12} Y_{33})^2}{Y_{12}^2 Y_c^2}}} \quad (4)$$

$$\theta_b = a \csc \left(\frac{Y_{23} Y_a}{n_2 Y_{13} Y_b} \csc(\theta_a) \right) \quad (5)$$

$$\theta_c = a \csc \left(\frac{Y_{23} Y_a}{n_3 Y_{12} Y_c} \csc(\theta_a) \right) \quad (6)$$

$$C = \frac{j Y_{23} Y_a^2 \csc^2(\theta_a)}{Y_{12} Y_{13}} - Y_a \cot(\theta_a) - n_2^2 Y_b \cot(\theta_b) - n_3^2 Y_c \cot(\theta_c) \quad (7)$$

由式(2)~(7)可知,等效电路模型参量 $\theta_a, \theta_b, \theta_c, n_2, n_3$ 和 C 均可由闭式公式唯一求解.其中,导纳矩阵参数由电磁场仿真或者实测的散射矩阵参数经过下式变换得到:

$$Y = Y_0 (U - S)(U + S)^{-1} \quad (8)$$

U 为单位矩阵, S 为散射矩阵. Y_0 为端口导纳,一般仿真和测试条件下可取为 $1/50 = 0.02S$. 特性导纳 Y_a, Y_b, Y_c 可根据经验公式或者由 HFSS、CST 等全波电磁场软件计算.但值得指出的是,针对分支线耦合器的三端口 T 型接头,由于传输线 a 通常作为定向耦合器与外部端口的连接线,其特性导纳取为 $Y_a = Y_0 = 0.02S$,其精确性一般并不会产生问题;而传输线 b, c ,受到 T 型结构影响,其实际特性导纳并非 Y_b, Y_c 而是 $Y_b \times$

$(n_2)^2, Y_c \times (n_3)^2$. 因此,在本文所提建模参数提取方法中,即使根据经验公式计算得到的 Y_b, Y_c 并非十分准确,也可以通过变压器系数 n_2 和 n_3 得到精确修正.此外,传统建模方法中电长度多通过微带线的物理长度进行估算,但在 T 型接头结构其连接中心点受到微带线宽度的影响通常难以精确确定,因而也难以准确的确定各条微带传输线的电长度.而在本文所提方法中 $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ 完全由导纳矩阵唯一确定,因而精度和准确度更高.

以一个实际尺寸结构 ($w_a = 1.76\text{mm}, l_a = 20\text{mm}, w_b = 1.9\text{mm}, l_b = 27.12\text{mm}, w_c = 3\text{mm}, l_c = 30\text{mm}$) 为例,将上述 T 型接头结构等效电路模型的散射矩阵响应与 CST 仿真结果进行对比.如图 2 所示,在 $0 \sim 18\text{GHz}$ 的范围内两者都吻合的相当好,这说明本文所使用的等效电路模型在相当宽的频带内都具有较高的精确性.

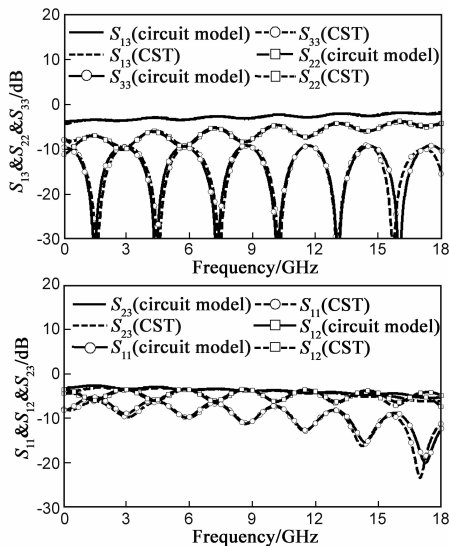


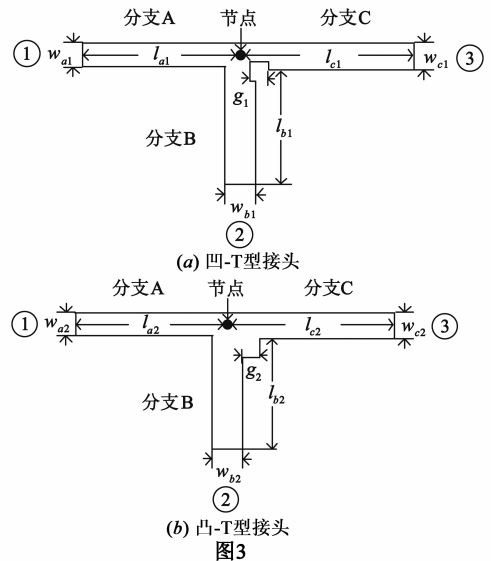
图2 T型接头的等效电路模型计算结果与CST仿真结果对比 ($w_a=1.76\text{ mm}, l_a=20\text{ mm}, w_b=1.9\text{ mm}, l_b=27.12\text{ mm}, w_c=3\text{ mm}, l_c=30\text{ mm}$,端口阻抗均为 50Ω)

2.2 两种改进三端口 T 型接头结构

由上述 T 型接头的等效电路模型可知,在三条传输线的连接处存在并联到地的寄生电容 C .而在设计分支线耦合器时,接头处的并联电容将显著影响整体结构的特性,从而导致中心频率偏移,传输性能下降.因此若能消除接头处的寄生电容将对设计高性能分支线耦合器具有重要的实用价值.

基于上述原因,对传统 T 型接头做出如图 3(a) 和 (b) 所示的改进:在接头中心处减少一块或增加一块来减小或增大寄生电容效应.为观察改进效果,在其他物理参数相同的情况下,将凹-T型接头 (concave)、凸-T型接头 (convex) 和传统 T 型接头 (Traditional) 相对应的等效电路模型各参数曲线进行对比,如图 4 所示.由图 4

可以明显看出,凹-T型接头中的电容值相比于传统 T 型接头有所下降,而凸-T型接头中的电容值较传统 T 型接头有所上升,达到了预期设想.而等效电路模型中的其他参数(传输线的电长度 $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ 和变压器的变压系数 n_2, n_3) 几乎没有变化.



3 具有不同连接方式的分支线耦合器设计

一种传统形式的微带分支线耦合器结构如图 5(a) 所示.根据经典设计公式,分支线耦合器四条分支线的电角度均为 90° ($\theta_e = \theta_f = \theta_h = \theta_d = 90^\circ$) 其特性导纳为 $Y_e = Y_d = Y_0 = 0.02\text{S}$, $Y_f = Y_h = 1.414$ ($Y_0 = 0.028\text{S}$)^[9].这种耦合器的端口连接线分别向四个不同方向延伸,因而特别适合工作在较高频段的定向耦合器的设计测试.但同时应注意到,这种结构是对角对称而并非上下、左右对称的,因而这种分支线耦合器可以分解成两种不同连接形式的三端口 T 型接头结构:①、③端口所在 T 型接头结构为(I)型,对应图 1 中三条传输线的特性导纳 $Y_a = 0.02\text{S}, Y_b = 0.028\text{S}, Y_c = 0.02\text{S}$;②、④端口所在 T 型接头结构为(II)型,对应图 1 中三条传输线的特性导纳 $Y_a = 0.02\text{S}, Y_b = 0.02\text{S}, Y_c = 0.028\text{S}$.

若采用介电常数为 2.2 高度为 0.254mm 的 Rogers RO5880 微波介质基板,根据本文 2.1 节介绍的等效电路模型方法,可以获得对应(I)型三端口接头的尺寸: $w_a = 0.78\text{mm}, w_b = 1.36\text{mm}, w_c = 0.79\text{mm}$,并由式(7)可求得电容值为 $C_1 = 226.7 \times 10^{-4}\text{pF}$;对应(II)型三端口接头的尺寸: $w_a = 0.78\text{mm}, w_b = 0.85\text{mm}, w_c = 1.33\text{mm}$,由式(7)可求得电容值为 $C_2 = -100 \times 10^{-4}\text{pF}$.

以上结果表明:由于连接方式的不同,不仅在两种 T 型接头中对应同一特性导纳的微带线其宽度略有不同,其寄生电容的符号也截然相反.因此,为了实现高

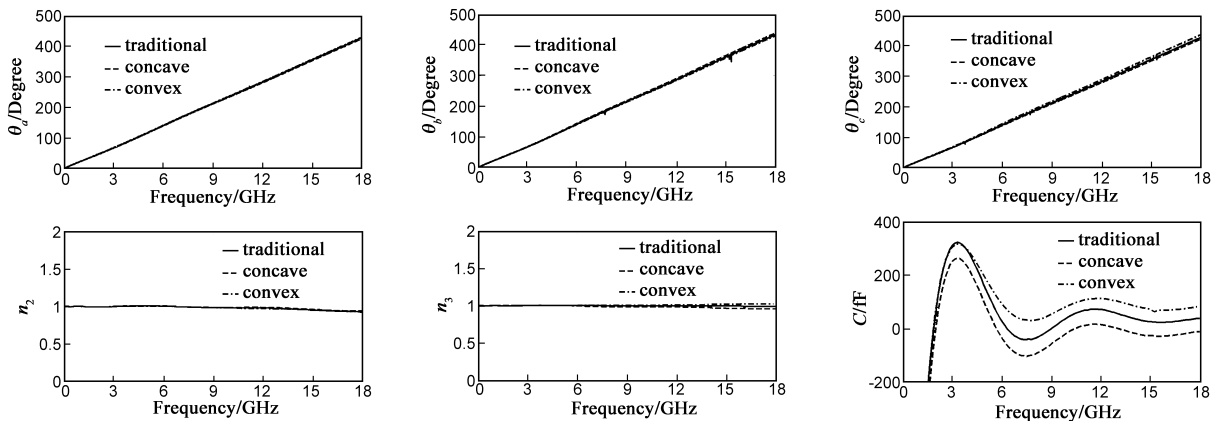


图4 传统、凹、凸-T型接头的等效电路模型各参数 ($w_{a1}=w_{a2}=0.9$ mm, $l_{a1}=l_{a2}=14.4$ mm, $w_{b1}=w_{b2}=1.5$ mm, $l_{b1}=l_{b2}=14.4$ mm, $w_{c1}=w_{c2}=1$ mm, $l_{c1}=l_{c2}=14.4$ mm, $g_1=g_2=0.5$ mm)

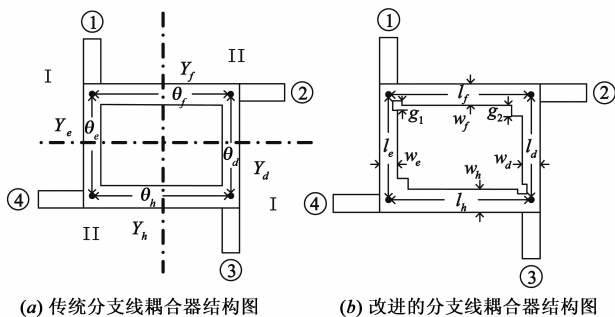


图5

性能分支线耦合器设计,对于两种 T 型接头连接方式必须采取不同的改进形式来消除寄生电容效应:若电容值为正,则选择凹-T型接头的形式,并不断加大凹的程度,使电容值不断减小直至趋近零;若电容值为负,则选择凸-T型接头的形式,并不断加大凸的程度,使电容值不断增加直至趋近零.为此,将 T 型接头(I)选为凹-T型接头, T 型接头(II)选为凸-T型接头.

0.2mm. 由式(7)可求得电容 C_2 由改进前的 -100×10^{-4} pF 增加为 -1.7×10^{-4} pF, 其余参量值不变. 如上所改进的凹、凸-T型接头,其等效电路模型中的并联电容值相比于改进前可忽略为零,因此它们接头处的寄生电容效应均被消除.

4 测试结果分析

为了验证以上对三端口 T 型接头的分析、改进,以及对不同连接形式下结构特性变化研究的有效性,本文研制了一个中心频率为 12GHz 的分支线耦合器,其结构如图 5(b)所示. 该耦合器使用 Rogers RO5880 基板(介电常数为 2.2 高度为 0.254mm),物理尺寸为 $w_e = 0.82$ mm, $l_e = 5.2$ mm, $w_f = 1.35$ mm, $l_f = 5.1$ mm, $w_h = 1.35$ mm, $l_h = 5.1$ mm, $w_d = 0.82$ mm, $l_d = 5.2$ mm, $g_1 = 0.22$ mm, $g_2 = 0.2$ mm, 其实际加工形状如图 6 所示.

电磁场仿真结果和实测结果如图 7 所示. 在中心频率 12GHz 处,实测 $S_{21} = -3.9$ dB, $S_{31} = -4.0$ dB, 端口回

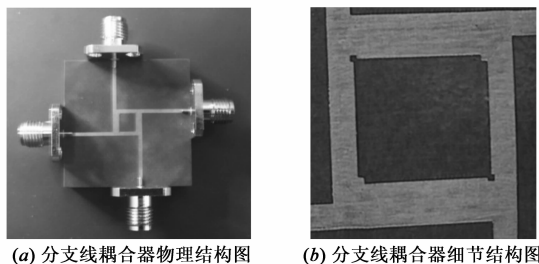


图6

最终,通过以等效电路模型为基础的仿真调整,可以获得以下结果:将 T 型接头(I)改进为如图 3(a)所示的凹-T型接头: $w_{a1} = 0.78$ mm, $w_{b1} = 1.36$ mm, $w_{c1} = 0.79$ mm, $g_1 = 0.22$ mm. 由式(7)可求得电容 C_1 由改进前的 226.7×10^{-4} pF 减小为 -4.5×10^{-4} pF, 其余参量值不变. 同理,将 T 型接头(II)改进为如图 3(b)所示的凸-T型接头: $w_{a2} = 0.78$ mm, $w_{b2} = 0.85$ mm, $w_{c2} = 1.33$ mm, $g_2 =$

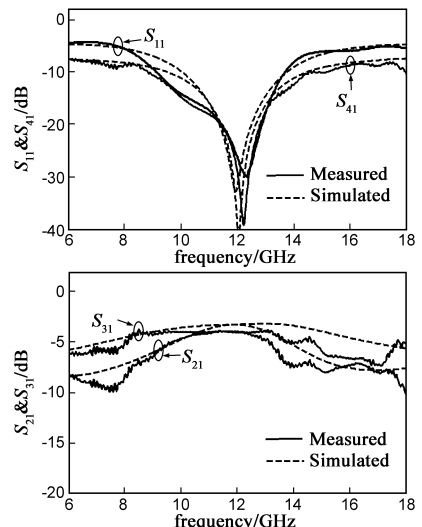


图7 耦合器的仿真与测试结果

波损耗小于 26dB, 端口隔离度大于 29dB, 相对带宽 ($S_{11} < -20\text{dB}$) 为 13%. 对以上数据进一步分析可知, 该分支线耦合器两个分支的耦合度之差的实测值与理想值间差别小于 0.1dB, 而方向性系数实测结果优于 25dB. 此外, 与电磁场仿真得到的 0.2dB 插入损耗相比, 该定向耦合器的实测插入损耗接近 1.0dB. 鉴于本分支线耦合器实测回波损耗和隔离度都非常良好, 因而可以推测两者之间 0.8dB 的差异主要源于两个 SMA 接头和两段连接微带线的实际损耗. 若采用更短的连接线以及适当的屏蔽盒设计, 插入损耗应可以进一步减少.

综上所述可知, 即使工作频率已经达到 Ku 频段, 采用本文提出的模型、结构和设计方法也可以设计出与仿真设计结果相一致的高性能分支线耦合器.

5 结论

本文在对 T 型接头分析、改进的基础上, 设计了一个高精度、高性能分支线耦合器. 首先利用导纳矩阵提取出 T 型接头的等效电路模型参量, 并给出闭式解析公式. 其次, 结合分支线耦合器实际设计应用, 将传统 T 型接头改进为凹-T 型接头和凸-T 型接头以精确控制接头中心处的寄生电容. 最后利用改进后的 T 型接头, 研制了一个中心频率为 12GHz 的分支线耦合器. 实测结果性能优良并且与仿真结果一致. 表明本文提出的建模和设计方法十分准确有效, 可以在其他定向耦合器设计乃至滤波器设计中发挥作用.

致谢 本文的研制工作受到王宽诚教育基金会提供的“中国科学院王宽诚博士后工作奖励基金”资助.

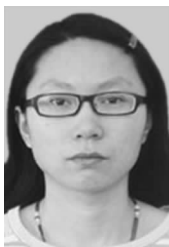
参考文献

- [1] 高雪, 胡鸿飞, 姚中兴, 等. 四波束切换天线的分析与设计 [J]. 电子学报, 2003, 31(9): 1372 - 1374.
Gao Xue, Hu Hong-fei, Yao Zhong-xing, et al. Analysis and design of a four-beam-switched antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(9): 1372 - 1374. (in Chinese)
- [2] 王少庆, 林为干. 90°电桥功率放大/合成器的非线性分析 [J]. 电子学报, 1994, 22(11): 44 - 48.
Wang Shao-qing, Lin Wei-gan. Nonlinear analysis of 90° bridge coupler power amplifier/combiner [J]. Acta Electronica Sinica, 1994, 22(11): 44 - 48. (in Chinese)
- [3] 李世鹤, R G Bosisio. 六端口反射仪的分析及最佳电路设计 [J]. 电子学报, 1983, 11(2): 1 - 8.
Li Shi-he, R G Bosisio. Analysis and optimized circuit design of six-port reflectometers [J]. Acta Electronica Sinica, 1983, 11(2): 1 - 8. (in Chinese)
- [4] Mondal P, Chakrabarty A. Design of miniaturised branch-line and rat-race hybrid couplers with harmonics suppression [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2009, 3(1): 109 -

116.

- [5] Tang C W, et al. Miniaturization of microstrip branch-line coupler with dual transmission lines [J]. IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 2008, 18(3): 185 - 187.
- [6] Arriola W A, et al. Wideband 3 dB branch line coupler based on $(\sqrt{4})$ open circuited coupled lines [J]. IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 2011, 21(9): 486 - 488.
- [7] Chin K S, Lin K M, Wei Y H, Tseng T H, Yang Y J. Compact dual-band branch-line and rat-race couplers with stepped-impedance-stub lines [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(5): 1213 - 1221.
- [8] Kim H, Lee B, Park M J. Dual-band branch-line coupler with port extensions [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(3): 651 - 655.
- [9] Pozar D M. Microwave Engineering [M]. New York: Wiley, 2005.
- [10] Vogel R W. Effects of the T-junction discontinuity on the design of microstrip directional couplers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1973, 21(3): 145 - 146.
- [11] Cuhaci M, Lo G J P. High frequency microstrip branch-line coupler design with T-junction discontinuity compensation [J]. Electronics Letters, 1981, 17(2): 87 - 89.
- [12] Leighton W H Jr, Milnes A G. Junction reactance and dimensional tolerance effects on X-band 3-dB directional couplers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1971, 19(10): 818 - 824.

作者简介



田 歌 女. 1984 年出生, 辽宁营口人. 2007 年毕业于南京理工大学光电学院, 现为该校硕博连读生. 主要研究方向为微波天线及电路设计.

E-mail: tiange.njust@163.com



杨瑾屏 男. 1979 年出生, 河北石家庄人. 2004 年和 2009 年获得南京理工大学硕士和博士学位, 现工作于中国科学院紫金山天文台. 主要研究方向为电磁场建模, 滤波器, 耦合器, 超颖材料, LTCC, 超导体材料等技术.

E-mail: jpyang@pmo.ac.cn