

# Wilkinson功分器改进和研究

陆潇琛

(中讯邮电咨询设计院有限公司上海分公司, 上海 200050)

**【摘要】** 随着通信技术的加速发展, 传统的Wilkinson功分器已经无法满足多频及宽带的技术需求。基于ADS仿真设计软件, 根据传统的功分器原理和结构, 设计了一款谐振频率在900MHz附近的标准Wilkinson功分器。考虑到目前的实际需求, 对其结构进行了适当调整和改进, 从而仿真设计出了频率在900MHz附近的宽带Wilkinson功分器以及谐振频率为900MHz和2.0GHz的双频Wilkinson功分器, 并且对其进行了良率分析, 最终的仿真结果实现了预期的传输特性。

**【关键词】** Wilkinson功分器 宽带 双频 良率 ADS

中图分类号: TN73 文献标识码: A 文章编号: 1006-1010(2014)-02-0070-06

## Improvement and Research on Wilkinson Power Divider

LU Xiao-chen

(China Information Technology Designing & Consulting Institute Co., Ltd., Shanghai Branch, Shanghai 200050, China)

**[Abstract]** With the accelerated development of communication technology, conventional Wilkinson power divider has been unable to meet multi-frequency and broadband requirements. Based on ADS simulation software and the principle and structure of traditional power divider, a standard Wilkinson power divider with resonant frequency at the vicinity of 900MHz was designed. Considering the actual needs, its structure was adjusted and improved, thus two Wilkinson power dividers were projected. One of them is a broadband power divider working at the vicinity of 900MHz frequency, the other is a dual-frequency power divider with resonant frequency at 900MHz and 2.0GHz. Finally the yield analysis has been carried out and the simulation results prove that the expected transmission characteristics are achieved.

**[Key words]** Wilkinson power divider broadband dual-frequency yield ADS

### 1 引言

功分器主要用于功率分配, 将一路输入信号分成两路或多路较小的输出功率信号, 功分器在微波射频通信电路中有着广泛的应用。Wilkinson功分器是

射频通信系统的关键组成部件之一, 近年来随着通信技术的加速发展, 传统的Wilkinson功分器已经无法再满足其要求, 因为其无法满足多频及宽带的技术需求。

本文基于一款传统的工作频率在900MHz的Wilkinson功分器, 对其电路进行了两种不同结构的改进, 最终设计出了900MHz的宽带Wilkinson功分器以及900MHz和

收稿日期: 2013-06-26

责任编辑: 李帅 lishuai@mbcom.cn

2.0GHz的双频Wilkinson功分器。众所周知,900MHz是GSM网络中心频段,2.0GHz是WCDMA网络的中心频段,设计这两款功分器也是为了更好地迎合目前的技术需求。本文也对其中一款功分器进行了良率分析,最终的仿真结果也验证了原先预期的传输特性。

## 2 功分器基本原理

微带型功分器的电路结构如图1所示:

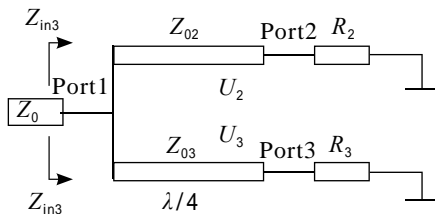


图1 功分器电路结构

其中,输入端口特性阻抗为 $Z_0$ ;两段分支微带线电长度为 $\lambda/4$ ,特性阻抗分别为 $Z_{02}$ 和 $Z_{03}$ ,终端分别接负载 $R_2$ 和 $R_3$ 。

功分器各个端口特性如下:

端口1无反射

端口2和端口3输出电压相等且同相

端口2和端口3输出功率比值为任意指定值 $1/K^2$

故有:

$$\frac{1}{Z_{in2}} + \frac{1}{Z_{in3}} = \frac{1}{Z_0} \quad (1)$$

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2}, P_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_2^2}{R_2}, P_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_3^2}{R_3} \quad (2)$$

$$U_2 = U_3 \quad (3)$$

由四分之一波长传输线阻抗变换理论得:

$$Z_{in2} \times R_2 = Z_{02}^2, Z_{in3} \times R_3 = Z_{03}^2 \quad (4)$$

设 $R_2 = KZ_0$ , 则 $Z_{02}$ 、 $Z_{03}$ 、 $R_3$ 为:

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)}, Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{(1+K^2)}{K^3}}, R_3 = \frac{Z_0}{K} \quad (5)$$

为了增加隔离度,在端口2和端口3之间再增加一个电阻 $R$ ,隔离电阻 $R$ 的阻值为:

$$R = Z_0 \left( k + \frac{1}{k} \right) \quad (6)$$

当 $k=1$ 时,上面的结果简化为功率等分情况。另外,输出线是与阻抗 $R_2 = kZ_0$ 和 $R_3 = Z_0/k$ 匹配的,而不与阻抗 $Z_0$ 匹配。

## 3 功分器特性参数

(1) 输入端口回波损耗:输入端口1的回波损耗根据输入端口1的反射功率 $P_r$ 和输入功率 $P_i$ 之比来计算:

$$C_{11} = -10 \lg \left( \frac{P_r}{P_i} \right) = -20 \lg |S_{11}| \quad (7)$$

(2) 插入损耗:输出端口的插入损耗根据输出端口的输出功率与输入端口1的输入功率 $P_i$ 之比来计算:

$$C_{12} = -10 \lg \left( \frac{P_2}{P_i} \right) = -20 \lg |S_{12}| \quad (8)$$

$$C_{13} = -10 \lg \left( \frac{P_3}{P_i} \right) = -20 \lg |S_{13}| \quad (9)$$

(3) 输出端口间的隔离度:输出端口2和输出端口3间的隔离度根据输出端口2的输出功率 $P_2$ 与输出端口3的输出功率 $P_3$ 之比来计算:

$$C_{23} = -10 \lg \left( \frac{P_2}{P_3} \right) = -20 \lg \left| \frac{S_{12}}{S_{13}} \right| \quad (10)$$

(4) 功分比:当其他端口无反射时,功分比根据输出端口3的输出功率 $P_3$ 和输出端口2的输出功率 $P_2$ 之比来计算:

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2} \quad (11)$$

## 4 传统Wilkinson功分器

本文首先针对传统的功分器结构,设计了一款谐振频率在900MHz附近的Wilkinson功分器,传统的集总参数元件已无法模拟,这里必须采用分布参数模型,即传输线模型。由于传输线模型是理想的,现实生活中必须用某种材料的微带电路才能实现,这里选用的微带基板的参数如下:

H=0.8mm:微带线介质基片厚度为0.8mm

Er=4.3:微带线介质基片的相对介电常数为4.3

Mur=1:微带线介质基片的相对磁导率为1

Cond=5.88E+7：微带线介质基片的电导率为5.88E+7

Hu=1.0e+033mm：微带电路的封装高度为(1.0e+033)mm

T=0.03mm：微带线金属片的厚度为0.03mm

TanD=1e-4：  
微带线的损耗角正切为1e-4

Rough=0mm：  
微带线的表面粗糙度为0mm

然后利用ADS自带的linecalc小工具可以将传输线模型和实际微带电路彼此相互转换，在该软件中，只要输入传输线的特性阻抗、电长度、谐振频率以及微带介质基板的特性参数就可以很方便地得到实际微带线的宽度和长度，而且可以双向转换。最终的传统900MHz Wilkinson功分器的微带电路原理图如图2所示。

通过仿真最终得到的S参数结果如图3所示。

从图3可以看出，该功分器的谐振点在910MHz附近，S11（1端口回波损耗）为-67dB，-20dB以下带宽大约为180M；S21（插入损耗）为-3dB，此

时功分器正好等分原先输入信号的能量；S22（2端口回波损耗）为-43dB；S23（隔离度）为-40dB。综上分析，该功分器是在以910MHz为中心频率，在180M的带宽内将输入端口的信号等分到2个输出端口上。

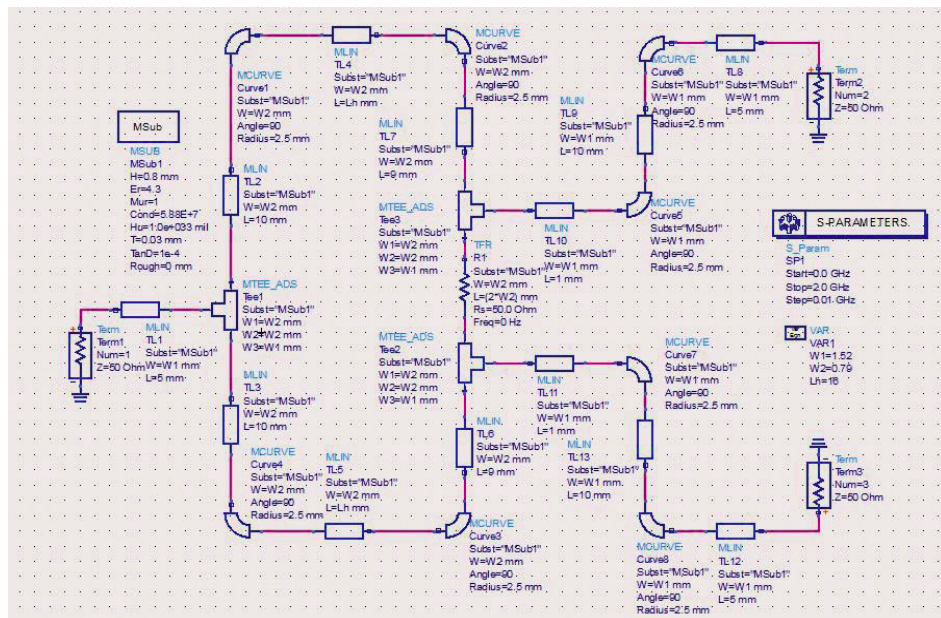


图2 900MHz Wilkinson功分器原理图

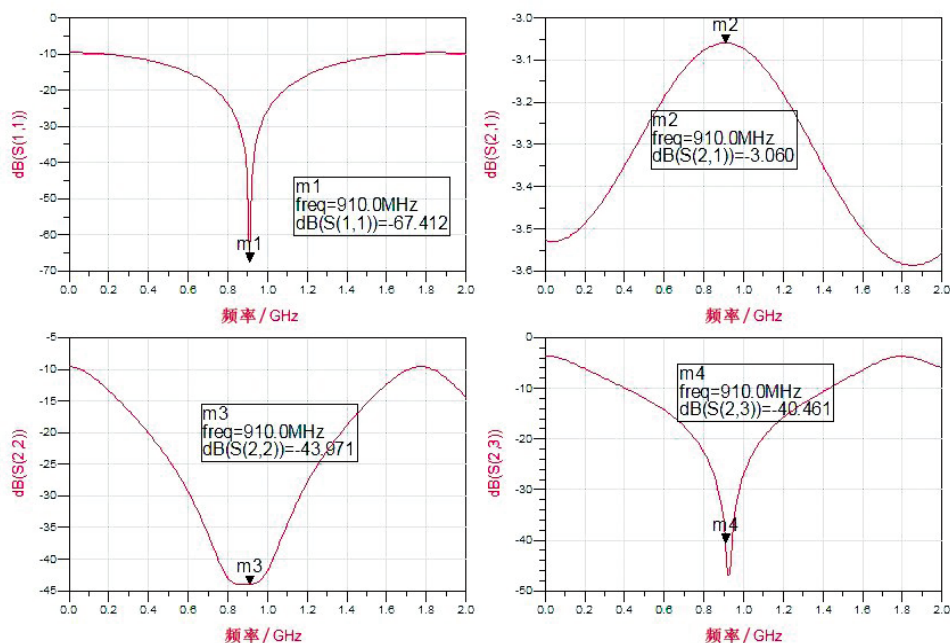


图3 900MHz Wilkinson功分器仿真结果



## 5 宽带Wilkinson功分器

根据阻抗变化器的原理，单节 $\lambda/4$ 的阻抗变化器工作带宽为窄带，无法实现宽带的功分。通过研究，可以采用多节阻抗变化相互级联来实现带宽拓展。在多节阶梯式阻抗变换器中，若各个阻抗所产生的反射波彼此抵消，从而可以使得匹配的频带得到展宽。

根据多节阻抗变化器的原理，重新修改了原先标准的Wilkinson功分器，最终设计的900MHz宽带Wilkinson功分器微带电路图如图4所示。

仿真结果如图5所示。

从图5可以看出，该功分器现在的谐振点在1GHz，比之前的上升了90MHz左右，另外S11（1端口回波损耗）为-52dB，下降了15dB，-20dB以下带宽大约为420MHz，比之前提升了240MHz；S21（插入损耗）仍旧为-3dB；S22（2端口回波损耗）保持不变；S23（隔离度）为-42dB，提升了2dB。综合分析，通过该多节阻抗变化器可以有效提升谐振点附近的频带宽度，但是这是以牺牲1端口回波损耗（S11）为代价的，另外这种阻抗变化器对功分器的谐振点也会造成略微的影响。

## 6 双频Wilkinson功分器

根据双频变换的原理，这里在原有双节阻抗变换器的两个输出端口上分别并联开路微带线，从而设计出了谐振频率在900MHz和

2.0GHz的G&W双频Wilkinson功分器，最终的设计电路图如图6所示。

仿真结果如图7所示。

从仿真结果可以看出，该功分器谐振频点为930MHz和1.980GHz，其中S11在930MHz处为-19dB，在1.980GHz处为-20.27dB，相比之前，这里的S11指标并未十分理想；S21在930MHz的插损为-3.5dB，在1.980GHz为-5.122dB，可见在两个频点上，功分器的传输系数各不相同；2端口的回波损耗

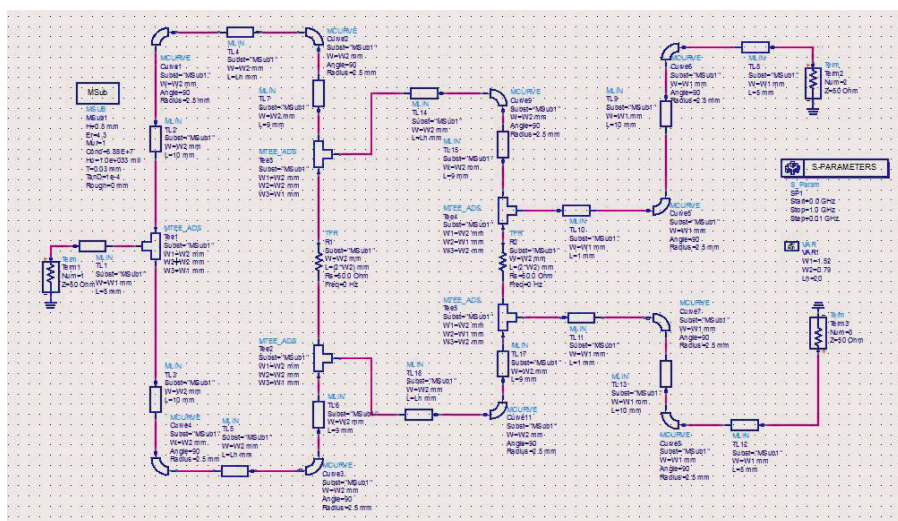


图4 900MHz宽带Wilkinson功分器原理图

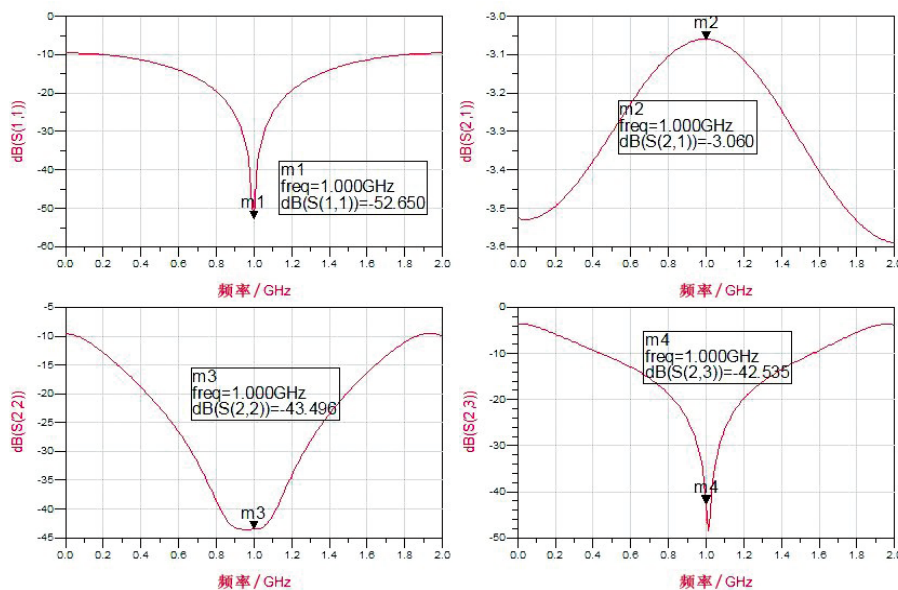


图5 900MHz宽带Wilkinson功分器仿真结果

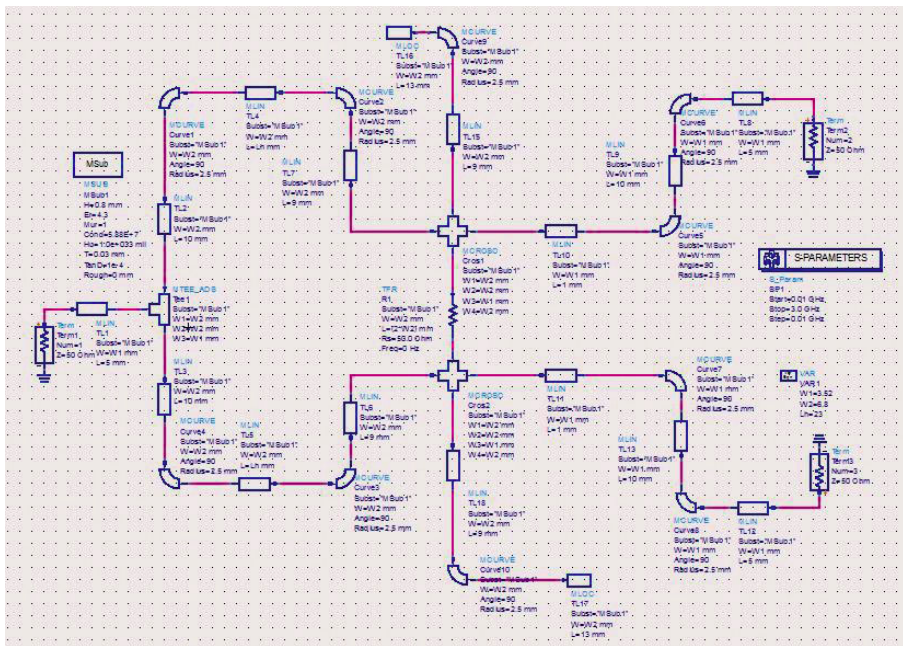


图6 G&W双频Wilkinson功分器原理图

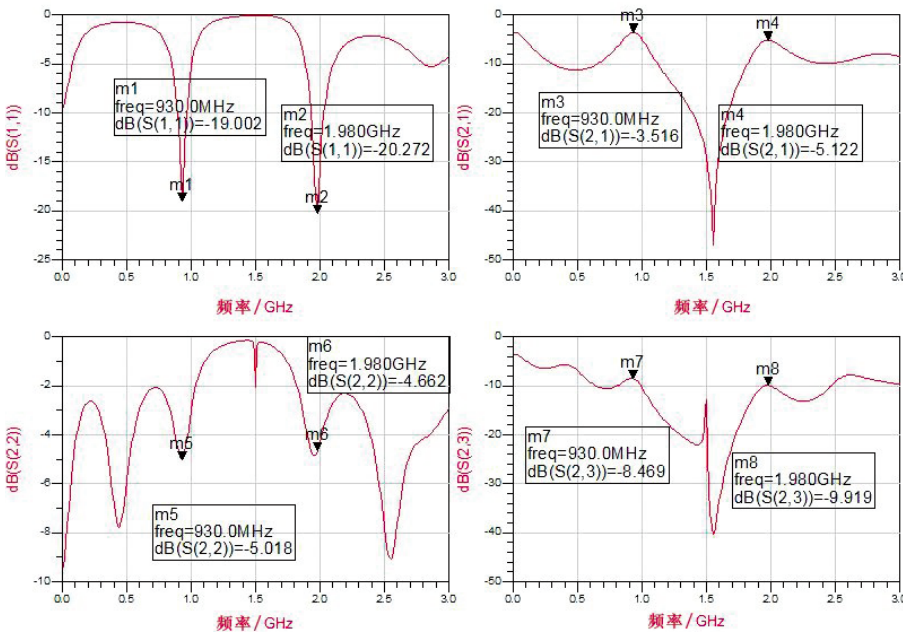


图7 G&W双频Wilkinson功分器仿真结果

这里降低了很多,但是考虑到功分器是有方向性的,通常都是1端口输入,2、3端口输出,因此这项指标意义不大。如果对于功率合成器来说,就会比较关注S22和S33,因为信号是从2、3端口输入,1端口输出;S23

(隔离度)在两个频点上都大于-10dB,这项指标对于功分器来说还是有一定影响的,通常都要求小于-25dB,在这里还有待于进一步对该电路中的一些参数进行调整。综上分析,该G&W双频Wilkinson功分器可以实现对输入信号的能量耦合,但是还需通过某些技术进一步对其完善。

## 7 良率分析

在实际的电路制作中,由于各元件会存在一定的误差,因此综合起来也会对功分器的输出特性造成适当的影响。良率(成比率)分析主要是用来分析如果各元器件存在一定的误差,最后的输出结果会如何,是否还可以达到预期的目标。这里分别将该功分器电路中的微带线宽度偏差设定满足高斯分布,微带线长度偏差设定满足均匀分布,误差范围都设定在5%左右,总共进行100次实验,测试该功分器的统计特性,最终结果如图8所示。

从图8的100次实验结果可以看出,该微带电路中宽度误差近似满足高斯分布,长度误差满足均匀分布,这与之前的设定完全相同。基于这种误差设定,根据实验结果(S参数良率分析)可以得出结论,即当微带线中某一些电路参数满足一定的误差分布时,对该电



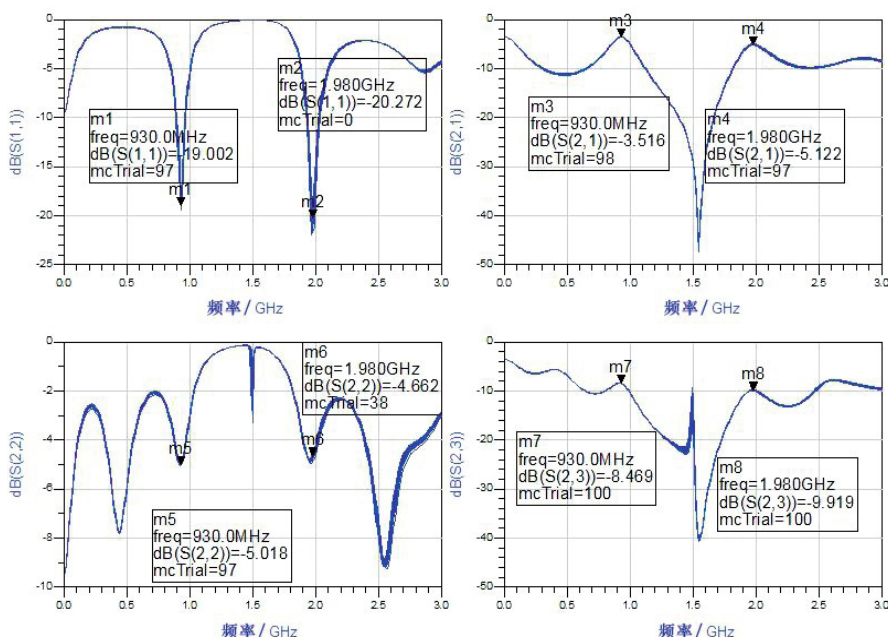


图8 G&amp;W双频Wilkinson功分器良率分析

路的最终输出结果并没有造成太大的影响, 这样也符合实际工艺的特点, 从而进一步证明了该功分器可以用于现实的工程建设中。

## 8 结束语

本文针对传统的微带结构功分器, 设计了一款频率在900MHz的Wilkinson功分器, 同时根据多节阻抗变化原理和双频变换原理分别设计了900MHz宽带Wilkinson功分器以及900MHz和2.0GHz的双频Wilkinson功分器, 并将这两款功分器分别和原先的标准型的进行了比对。仿真结果表明, 不管是利用多节阻抗变化原理还是双频变换原理都会对原有结构的S参数造成一定影响, 例如: 带宽提升了, 但是原有的S11指标下降了; 传输频段由一个变成了两个, 但是原先S21(插入损耗)增大了, 而且S23(隔离度)也没有之前那么理想了。在本文最后以G&W双频Wilkinson功分器为模型, 对其进行了良率分析, 模拟结果也证明即便微带电路中某些参数存在一定的误差(为了迎合实际工艺的需求), 结果还是能满足传输特性的。

综上所述, 这两种变换原理能够应用于实际功分器的

研制, 从而使得Wilkinson功分器能更好地应用于现实的工程需求中。后期如果能通过某种技术提高先前设计的G&W双频Wilkinson功分器的隔离度并完善其S11参数指标, 这样一定能大大增强其在业界的使用度和适用范围。

## 参考文献:

- [1] Wu L, Sun Z, Yilmaz H, et al. A dual-frequency Wilkinson power divider[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006(1): 278-284.
- [2] Agilent. E8362B, Agilent Technologies User's Guide[Z].
- [3] Mitchai Chongcheawchaman, Sumongkol Patisang, Monai Krairiksh, et al. Tri-band Wilkinson power divider using a three-section transmission-line transformer[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006(8): 452-454.
- [4] Chiu L, T Y Yum, Xue Q, et al. A Wideband Compact Parallel-Strip 180° Phase Shift Wilkinson Power Divider for Push-Pull Circuitries[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006(1): 49-51.
- [5] Yi Sun, A P Freundorfer. Broadband folded Wilkinson power divider combiner/splitter[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004(6): 295-296.

## 作者简介



陆潇琛: 工程师, 硕士, 现就职于中讯邮电咨询设计院有限公司上海分公司, 主要从事无线网络接入、设计、规划等相关工作, 研究方向为射频通信电路和移动终端天线设计。