

新型 DGS 双频 Wilkinson 功分器的研究与设计

杨瑾屏, 吴文

(南京理工大学近程高速目标探测技术国防重点学科实验室, 江苏南京 210094)

摘要: 本文在多节阻抗变换器基础上嵌入螺旋型缺陷地结构 (SP-DGS) 以满足功分器所需阻抗和相位条件, 从而实现了在两个任选的工作频率上同时具有良好功率传输、匹配和隔离特性的新型功分器设计。该设计的突出优点是所需电抗可由 SP-DGS 结构精确实现, 整个设计过程严密而不失灵活性。最后, 采用上述方法设计并研制了一个 2.4 GHz/5.8 GHz 双频功分器, 工作频带内的最大插损分别是 0.1 dB 和 0.4 dB, 回波损耗和隔离度均优于 15 dB。

关键词: 功分器; 双频段; 阻抗变换器; DGS

中图分类号: TN 011 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 02-0338-04

Design of Dual-Band Wilkinson Power Divider Defected Using Ground Structure

YANG Jin-ping, WU Wen

(Ministerial Key Laboratory of JGMT, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract: A novel compact dual-band Wilkinson power divider (PD) is researched, which consists of tri-sections impedance transformer integrated with a spiral defected ground structure (SP-DGS). To satisfy the impedance and phase conditions by using SP-DGS, the characteristics of PD such as an equal power split, impedance matching at all ports, and a good isolation between the two output ports are fulfilled at two arbitrary given frequencies simultaneously. The main advantage of this design is that the required reactance is accurately realized by SP-DGS. The design process and formulas are also given, which are strict but flexible. Finally, a 2.4 GHz/5.8 GHz dual-band PD is developed. Measured results show that the maximal passband insert-loss is 0.1 dB and 0.4 dB, and the return loss and isolation are both more than 15 dB in a wide frequency range.

Key words: power divider; dual-band; impedance transformer; DGS

1 引言

Wilkinson 功分器不仅具有良好的幅度相位特性而且设计简便, 是功率合成、天线阵列、混频器等微波电路设计中重要的组成部件^[1]。但传统的 Wilkinson 功分器只能工作在指定的工作频率或其奇次谐波处。随着近年来多频通信系统应用 (例如多模移动通信) 的日益普及, 如果能够设计具有频率复用功能的器件, 就可以有效减小电路体积, 并对降低插损、改善噪声特性做出有益贡献。因此研究可以在双频段或多频段工作的 Wilkinson 功分器既具有重要的理论价值, 同时也满足实际应用的要求。

文献[2~4]首先提出使用串联双节微带线作为 Wilkinson 功分器的功率分支线。通过串联双节微带线的双频阻抗变换特性可以实现在两个工作频率下输出输入电路之间的阻抗匹配, 从而较好地完成了功分器的功率分配和传输功能。但这种设计必须在功分器两个输出端口之间增加适当的集总电抗元件来补偿其相位, 以确

保该功分器也同时具有良好的隔离性能。由于实际可用的贴片电感和电容器件的精度和离散误差很难满足设计的要求, 因而在一定程度限制这种设计的灵活性。

本文则提出采用嵌入了螺旋型缺陷地结构 (SP-DGS) 的阻抗变换器来设计双频 Wilkinson 功分器。其突出优点是所需电抗由 SP-DGS 结构精确实现, 并且可根据实际需要优选设计参量, 表现出良好的设计灵活性。在第二节, 对阻抗变换器和 SP-DGS 结构及进行精确建模, 为下文采用解析方法研究设计双频功分器提供理论基础; 在第三节, 基于 ABCD 矩阵方法推导了该功分器的设计公式。最后, 以一个性能良好的 2.4 GHz/5.8 GHz 的双频功分器实例证实本文设计方法的有效性。

2 DGS 双频阻抗变换器等效电路模型分析

本文提出的 DGS 双频阻抗变换器结构及其等效电路模型可如图 1 所示。该电路由左右对称的三段微带线串联而成, 并在中间微带线两端又并联了一个阻抗为 jX 的新型结构。该新型结构是由一条短而窄的高阻抗

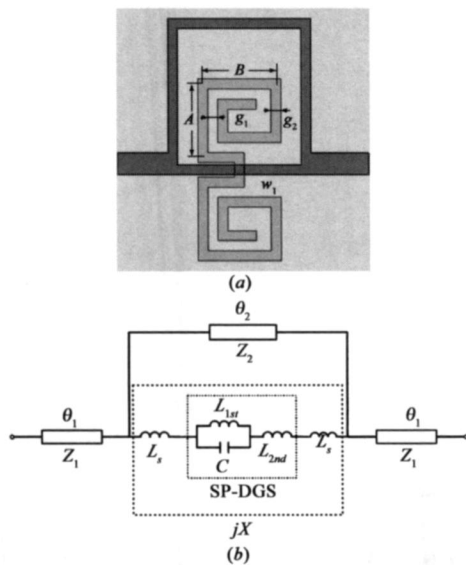


图1 (a)基于DGS双频阻抗变换器结构;(b)等效电路模型

微带线和缺陷地结构(DGS)组成.为了更为有效的减少占用的电路面积,本文采用的是螺旋型缺陷地结构(SP-DGS).其物理结构可通过在微带接地板上蚀刻如图1(a)所示螺旋形状的缝隙实现.

整个阻抗变换器的等效电路模型如图1(b)所示:三条微带线采用标准的传输线模型;而高阻抗线的特性阻抗较高并且长度较短,因此本文将将其串联分支电路等效成串联的电感 L_s ,而其并联支路的电容则计入邻近的传输线中;对于SP-DGS,本文采用了三阶等效电路模型,该等效电路模型可简单有效地表征SP-DGS的慢波效应、带隙特性,并考虑了在第一个阻带和第二个阻带之间的寄生通带的影响^[5,6].其参数计算公式如下:

$$C = \frac{\left(\frac{2}{0} - \frac{2}{c_1} \right) \left(\frac{2}{0} - \frac{2}{c_2} \right)}{2 Z_c \left(\frac{2}{c_1} - \frac{2}{c_2} \right)} \quad (1)$$

$$L_{1st} = \frac{1}{\frac{2}{0} C} \quad (2)$$

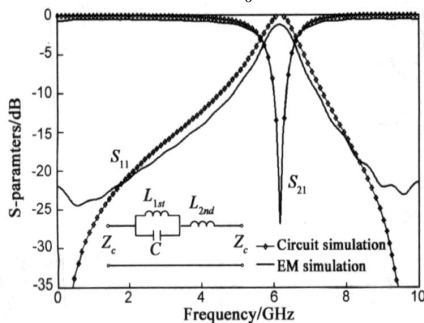


图2 DGS等效电路模型($C=0.6374 \text{ pF}$, $L_{1st}=1.0405 \text{ nH}$, $L_{2nd}=0.704 \text{ nH}$, $Z_c=125 \Omega$;相应的结构参数 $A=B=1.1 \text{ mm}$, $g_1=g_2=0.3 \text{ mm}$, 介质板材料 $\epsilon_r=3.38$, $h=0.813 \text{ mm}$)

$$L_{2nd} = - \left[\frac{\frac{2}{0}}{\frac{2}{0} - \frac{2}{c_2}} \right] L_{1st} - \frac{2 Z_c}{c_2} \quad (3)$$

式(1)~(3)中的 c_1, c_2 分别是位于第一个阻带两侧的3dB截止频率, ω_0 为谐振频率; Z_c 为SP-DGS两侧高阻抗线的特性阻抗.对给定物理结构参数,分别采用CST Microwave Studio电磁场(EM)计算软件和等效电路模型对SP-DGS传输特性进行分析的结果可如图2所示.由图2可以看出,采用此等效电路模型获得的第一个阻带的频率位置和带隙宽度与电磁场仿真结果比较吻合,并且考虑到了高频通带的影响.由于在本文提出的双频功分器设计中,两个工作频带的频率都小于第一个阻带的频率.因此,该三阶等效电路模型完全可以满足理论设计要求.

3 双频功分器设计

下面将基于Wilkinson功分器设计原理推导其计算公式.

首先,为了满足功分电路的匹配、传输和隔离特性,Wilkinson功分器的每路传输线在工作频点应该满足并且只需满足以下两个条件:

$$Z_c = \sqrt{2} Z_0, n=0, 1, \dots$$

$$Z_c = \sqrt{2} Z_0 \text{ (} Z_0 \text{ 是端口阻抗)}$$

所以,作为功分器分支线使用的DGS双频阻抗变换器不仅要完成阻抗变换,还要保证其相位也达到指定要求.若采用ABCD矩阵来表示这一网络参数,则在工作频率点应该有如下等式成立:

$$\begin{bmatrix} T_{ABCD} \\ D_{ABCD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{ABCD} \\ D_{ABCD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PD_{ABCD} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,各部分器件的具体形式可表示如下(式(5)的符号可根据其物理含义选取):

$$\begin{bmatrix} PD_{ABCD} \end{bmatrix} = \pm \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{2} Z_0 \\ j/\sqrt{2} Z_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} T_{ABCD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_1 \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_1 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} D_{ABCD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X \cos \theta_2 + Z_2 \sin \theta_2}{X + Z_2 \sin \theta_2} & j \frac{X Z_2 \sin \theta_2}{X + Z_2 \sin \theta_2} \\ j \frac{X \sin \theta_2 + 2 Z_2 (1 - \cos \theta_2)}{Z_2 (X + Z_2 \sin \theta_2)} & \frac{X \cos \theta_2 + Z_2 \sin \theta_2}{X + Z_2 \sin \theta_2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$jX = j L_b + \frac{j L_a}{1 - \frac{2}{L_a C_a}} \quad (8)$$

其中, jX 与第2节等效电路模型各个参量之间的关系如下:

$$L_b = L_{2st} + 2L_s, L_a = L_{1st}, C_a = C$$

其次,为了简化设计和计算,本文指定DGS两侧传

输线的特性阻抗为 $\sqrt{2} Z_0$, 则根据式(5)、(6), 可以将式(4)变换成以下形式:

$$[D_{ABCD}] = [T_{ABCD}]^{-1} [PD_{ABCD}] [T_{ABCD}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\left(\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1\right) & j\sqrt{2} Z_0 \sin\left(\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1\right) \\ j\sin\left(\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1\right) / \sqrt{2} Z_0 & \cos\left(\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1\right) \end{bmatrix} \quad (9)$$

对比式(7)和式(9), 可以得到 DGS 阻抗变换器作为功分器的分支线使用所需满足的条件如下:

$$\frac{j \tan \frac{\pi}{2}}{Z_{c2}} = \frac{j \tan \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1}{2} \right)}{\sqrt{2} Z_0} \quad (10)$$

$$\frac{1}{jZ_{c2} \sin \theta_2} + \frac{1}{jX} = \frac{1}{j\sqrt{2} Z_0 \sin \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1}{2} \right)} \quad (11)$$

第三步, 由于本文研究的是双频功分器, 所有条件必须在两个工作频率下都成立. 如果在较低频率(L)下阻抗变换器的相位仍用 θ_1 和 θ_2 表示, 并且定义一个频率比数

$$m = \frac{H}{L}$$

则根据式(10)可知, 在两个不同的工作频率下应该满足以下等比关系:

$$\frac{\tan \frac{\pi}{2}}{\tan m \frac{\pi}{2}} = \frac{\tan \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1}{2} \right)}{\tan \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2m\theta_1}{2} \right)} \quad (12)$$

则对于指定的 θ_1 , 我们可以根据式(12)得到满足要求的 θ_2 . 需要指出的是, 这样的 θ_2 值不只一个, 我们可以根据需要选取适当的一个.

而相应的传输线特性阻抗可以由下式计算:

$$Z_2 = \frac{\sqrt{2} Z_0 \tan \frac{\pi}{2}}{\tan \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1}{2} \right)} \quad (13)$$

进一步, 基于同样的讨论, 我们可以根据式(11)和式(8)求得所需 jX 电路参数. 不同的是, 由于具有 jX 具有四个可变参数, 而限制条件只有两个, 因此我们可以任意指定其中两个参数. 若指定参数为串联高阻抗线 L_s 和 SP-DGS 的并联谐振频率 ω_0 , 则可以得到 jX 的等效电路参数的计算表达式如下:

$$L_a = \frac{\frac{X_H}{H} - \frac{X_L}{L}}{1 - \left(\frac{-H}{0} \right)^2 - \frac{1}{1 - \left(\frac{-L}{0} \right)^2}} \quad (14)$$

$$L_b = \frac{X_H}{H} - \frac{L_a}{1 - \left(\frac{-H}{0} \right)^2} \quad (15)$$

其中: $X_L = \frac{1}{\sqrt{2} Z_0 \sin \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2\theta_1}{2} \right) - \frac{1}{Z_{c2} \sin \theta_2}}$
 $X_H = \frac{1}{\sqrt{2} Z_0 \sin \left(\frac{\pm\frac{\pi}{2} - 2m\theta_1}{2} \right) - \frac{1}{Z_{c2} \sin m\theta_2}}$

进一步, 可得到所需 SP-DGS 等效电路的各个参数:

$$L_{2st} = L_b - 2L_s \quad (16)$$

$$L_a = L_{1st} \quad (17)$$

$$C_a = \frac{1}{\omega_0^2 L_a} \quad (18)$$

可以看到, 以上的推导结果具有相当的灵活性, 在实际设计中可以根据需要和方便选取适当的值.

4 研制与测试

基于以上设计方法, 本文研制了一个 2.4/5.8GHz 双频功分器, 采用厚度为 0.813mm 的 RO4003 介质板, 其介电常数 3.38. 所有的电路参数已经由表 1 给出并可以采用文献[1]的公式求取其结构尺寸. DGS 的结构尺寸则可以根据所求 LC 参数值, 采用文献[8,9]所讨论的方法得到, 其具体值已经标注在图 2. 则最终制作的 DGS 双频功分器结构图可见图 3. 而电路模型仿真、EM 仿真和测试结果则显示在图 4.

表 1

θ_1 @2.4 GHz	θ_2 @2.4 GHz	Z_1 ()	Z_2 ()	L_s (nH)	L_{1st} (nH)	L_{2nd} (nH)	C (pF)
/6	/3.84	70.7	107.5	0.90	1.04	0.70	0.6374

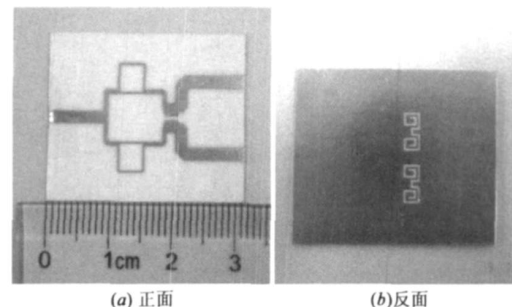


图 3 2.4/5.8 GHz DGS 双频功分器实物图

由图 4 可以看到, 仿真和测量结果符合得比较好, 表明了本文设计方法的有效性. 并且从实测还可以知道, 在 2.4GHz 和 5.8GHz 附近的传输系数分别是 3.1dB, 3.4dB, 而各个端口的回波损耗和隔离度在相当宽的频率范围内均优于 15dB. 表明该结构已经具有了很好的实用性.

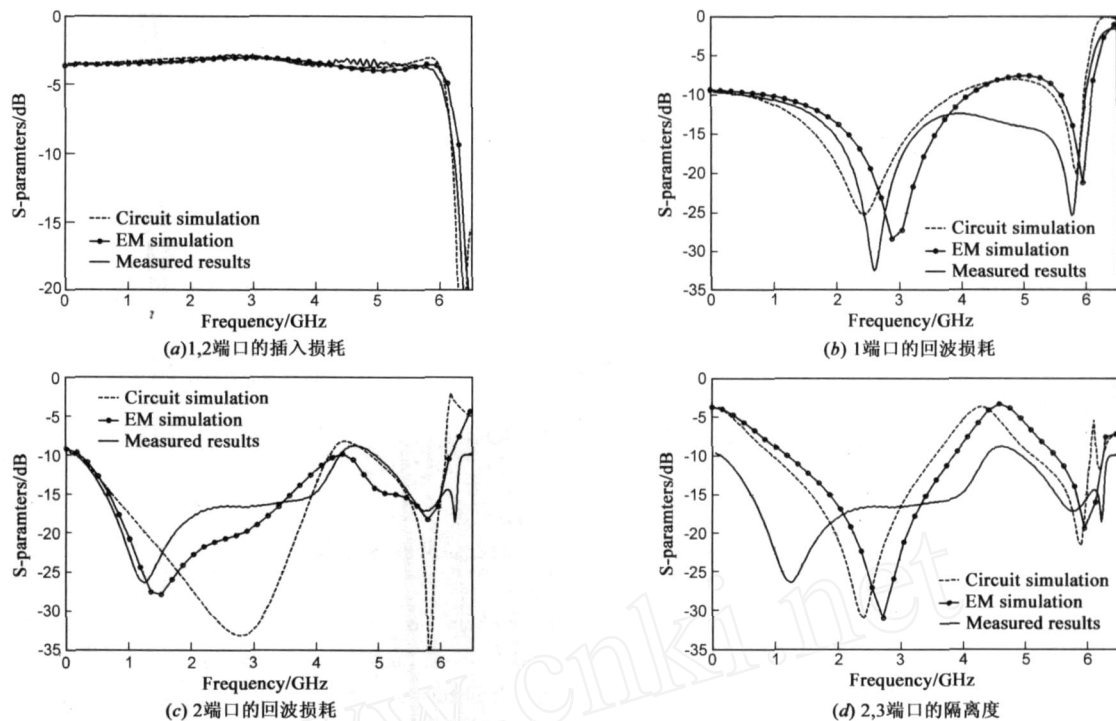


图4 2.4/5.8 GHz 双频功分器的电路仿真、电磁场全波仿真以及实测S参数结果

5 结论

本文对 DGS 双频 Wilkinson 功分器的设计进行了详尽研究. 由于采用精确建模的 SP-DGS 结构, 整个分析设计过程严密而不失快捷. 电磁场仿真结果与实测数据的较好的一致性证明了该设计方法的有效性. 由于该功分器在两个工作频带的最大插损小于 0.5 dB, 两个功率输出端口的隔离特性也十分优异, 且整体结构紧凑, 因此在微波通信及各种射频电路中具有良好的应用前景.

参考文献:

- [1] D M Pozar. Microwave Engineering, 2nd ed[M]. Wiley Interscience, New York, 1998.
- [2] L Wu, H Yilmaz, T Bitzer, A Pascht, M Berroth. A dual-frequency Wilkinson power divider: For a frequency and its first harmonic[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 200, 15(2): 107 - 109.
- [3] L Wu, Z H Sun, H Yilmaz, M Berroth. A dual-Frequency Wilkinson Power Divider [J]. IEEE Trans Microw. Theory Tech., 2006, 54(1): 278 - 284.
- [4] J S Hong, B M Karyamapudi. A general circuit model for defected ground structures in planar transmission lines [J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2005, 15(10): 706 - 708.
- [5] 杨瑾屏, 吴文. 新型 DGS 椭圆低通滤波器的研究[J]. 电子学报 2008, (36) 2: 235 - 238.
Yang JinPing, Wu Wen. Research on novel Quasi-Elliptic low-pass filters using defected ground structure [J]. Chinese Journal of Electronics. 2008, 36(2): 235 - 238. (in Chinese)

- [6] 杨瑾屏, 吴文. SP-DGS 等效电路模型及其在微波电路中的应用[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版). 2007, 34(6): 1007 - 1010.

Yang Jinping, Wu Wen. Research on novel Quasi-Elliptic low-pass filters using defected ground structure [J]. Chinese Journal of Electronics. 2008, 36(2): 235 - 238. (in Chinese)

- [7] C S Kim, J S Lim, S Nam, K Y Kang, D Ahn. Equivalent circuit modeling of spiral defected ground structure for microstrip line [J]. Electron. Lett., 2002, 38(19): 1109 - 1110.
- [8] J S Lim, C S Kim, D Ahn, Y C Jeong, S Nam. Design of low-pass filters using defected ground structure [J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2005, 53(8): 2539 - 2545.

作者简介:



杨瑾屏 男, 1979 年出生, 2003 年获南京理工大学硕士学位, 现为该校博士研究生. 主要从事微波电路的理论与应用研究, 目前侧重方向为缺陷地结构、电磁带隙结构、超常介质材料等.
E-mail: coolbird2050@163.com



吴文 男, 1968 年生, 1997 年获东南大学电磁场与微波技术专业博士学位. 南京理工大学近程高速目标探测技术国防重点学科实验室副主任, 教授, 博导. 主要从事微波毫米波理论与技术、微波毫米波探测技术和多模复合探测技术等方面的教学和研究工作, 已获得省部级科技进步奖 6 项, 申请专利 5 项, 在国内外期刊和会议上发表论文 60 余篇.