

一种无需接地结构的巴伦设计

王 玺, 蒋创新

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘要: 研究了一种新型的耦合线巴伦结构的设计。该巴伦结构简单, 仅包含一对耦合线和一根独立传输线, 可在单层 PCB 板上实现, 无需任何接地结构。文中给出了该巴伦的设计公式, 并分析了在不同端口阻抗比情况下理想电路的阻抗取值范围。该结构中设计参数灵活, 还可以通过改变传输线的阻抗值来调整工作带宽。此外, 从设计公式中可看到这种结构也很适合设计具有较大的端口阻抗比的巴伦。文中对设计进行了实物样品加工, 其工作频率为 1.5 GHz。其测试结果与理想电路、三维仿真曲线都很吻合。

关键词: 巴伦; 无接地; 耦合线; 端口阻抗比

中图分类号: TN624+.1

文献标识码: A

DOI: 10.11977/j.issn.1004-2474.2018.02.006

Design of a Via-less Balun

WANG Xi, JIANG Chuangxin

(26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: A novel coupled-line balun structure is proposed and investigated in this paper. The balun has a simple structure which only consists of a pair of coupled line and a single transmission line. In addition, it can be realized on a single layer PCB without any via. The analytic design formulas of the proposed balun are given and the impedance range of the ideal circuit under different port impedance ratios is analyzed. The design parameters are very flexible, and the operating bandwidth of the balun can be adjusted by changing the impedance value of the transmission line. Moreover, the design equations indicate that the proposed balun structure is very suitable for designing the balun with large port impedance ratio. A prototype balun that operates at 1.5 GHz is simulated, fabricated and measured. The test results are in good agreement with the ideal circuit and the three-dimensional simulation curve.

Key words: Balun; via-less; coupled-line; port impedance ratio

0 引言

巴伦主要是在偶极子天线的馈电网络、平衡混频器及推挽放大器中用于将一个非平衡信号转换为平衡信号。其中, 耦合线巴伦^[1-3]因其自身结构紧凑受到较多的关注, Marchand 巴伦^[4]因具有平面性、紧凑型及较好的幅度和相位平衡性吸引了人们更多的研究目光。为了使 Marchand 巴伦的结构小型化, 学者们采用了弯折线^[5]、慢波耦合共面波导^[6]、人工传输线^[7]及集总电容^[8]等办法。对 Marchand 巴伦更进一步的小型化方法是将 4 段 $1/4$ 波长传输线改为 3 段 $1/4$ 波长传输线。文献[9]中, 平衡传输线的一端及非平衡传输线的一端都需接地。文献[10]中将其改进只需将非平衡传输线的一端接地即可实现巴伦功能。虽然在巴伦的小型化设计上集中了很多的关注度, 但是上面提到的巴伦设计中都需将至少一段传输线的一端接地。在平面电路中, 这需要过孔来实现, 从而增加了加工的复杂性, 且会引

入寄生效应。为了解决这个问题, 有学者提出了几种不带接地结构的巴伦^[11], 其中一种得到了较深入的研究^[12]。另外还可以采用超材料传输线来实现不接地巴伦的设计^[13]。

本文提出了一种非常简单的不带接地结构的巴伦设计, 其仅包括一对耦合线和一根额外传输线。通过分析得到其解析设计公式, 并且发现这种结构易实现较大的端口阻抗比值的设计。此外, 这种巴伦无需任何接地结构, 在平面电路里易实现。

1 设计分析

1.1 巴伦电路设计分析

图 1 为所提出的巴伦电路基本结构, 其包括了一对 $\lambda/4$ (λ 波长) 的耦合传输线和一根 $\lambda/4$ 的独立传输线。 Z_0 和 Z_1 分别为耦合传输线的偶模阻抗和奇模阻抗, Z_2 为独立传输线的特性阻抗。端口 1 为非平衡端口, 其端口阻抗为 R_1 。端口 2、3 为平衡端口, 其端口阻抗为 R_2 。

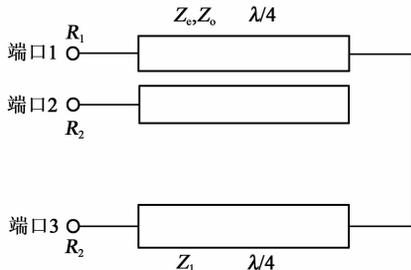


图 1 巴伦电路结构图

根据巴伦自身器件特性要求,即在非平衡端口实现匹配以及在平衡端口实现等幅反相,其传输系数 S 参数需要满足:

$$S_{11} = 0 \tag{1}$$

$$S_{21} = -S_{31} \tag{2}$$

当外部激励 V_s 加载在巴伦的非平衡端口 1 时,其等效电路及各节点电压、电流定义如图 2 所示。其中 V 和 I 分别表示各节点电压和电流。

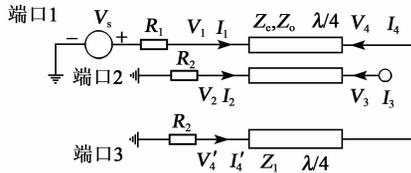


图 2 端口 1 激励时巴伦的等效电路图

根据耦合传输线的阻抗矩阵及传输线 Z_1 的 $ABCD$ 矩阵,可得

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{14} & Z_{13} \\ Z_{13} & Z_{14} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{14} & Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} V_4' \\ I_4' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_1 \\ j\frac{1}{Z_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \tag{4}$$

其中

$$Z_{11} = -j \frac{Z_c + Z_o}{2} \cot \frac{\lambda}{4} = 0 \tag{5}$$

$$Z_{12} = -j \frac{Z_c - Z_o}{2} \cot \frac{\lambda}{4} = 0 \tag{6}$$

$$Z_{13} = -j \frac{Z_c - Z_o}{2} \csc \frac{\lambda}{4} = -j \frac{Z_c - Z_o}{2} \tag{7}$$

$$Z_{14} = -j \frac{Z_c + Z_o}{2} \csc \frac{\lambda}{4} = -j \frac{Z_c + Z_o}{2} \tag{8}$$

根据电压-电流关系可得

$$V_2 = -I_2 \cdot R_2 \tag{9}$$

$$V_4' = -I_4' \cdot R_2 \tag{10}$$

$$I_3 = 0 \tag{11}$$

根据式(1)、(2)的条件,由于巴伦器件的特性要求满足在端口 1 匹配及在端口 2、3 等幅反相的情

况,我们还可得

$$V_1 = I_1 \cdot R_1 \tag{12}$$

$$V_2 = -V_4' \tag{13}$$

将式(5)~(13)代入式(3)、(4)可得此巴伦的设计公式为

$$Z_c = \frac{\sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} + 1}}{\sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} - 1}} \cdot Z_o \tag{14}$$

$$Z_1 = \frac{1}{\sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} - 1}} \cdot Z_o \tag{15}$$

1.2 阻抗值分析与带宽选取

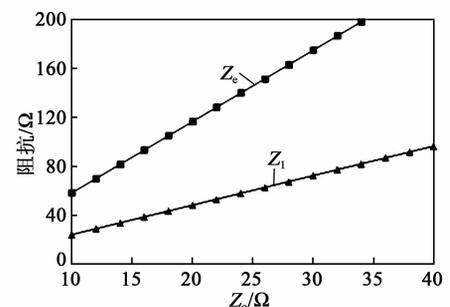
从式(14)、(15)可看到,此款巴伦的设计参数选取灵活。当 R_1 和 R_2 确定后,对于同样的中心频率,可以有无数个阻抗值的解存在,但不同的阻抗值会有不同的响应带宽。耦合传输线的偶模阻抗与奇模阻抗的比值由 R_1/R_2 确定,单根传输线的阻抗则根据奇模阻抗的取值来改变。另外,式(14)、(15)还有一个条件限制:

$$\sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} - 1} > 0 \tag{16}$$

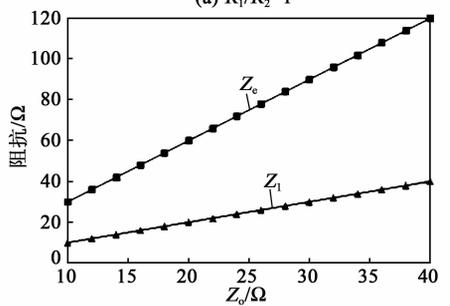
即

$$2R_1 > R_2 \tag{17}$$

根据式(14)、(15)可得到其设计的 Z_c 和 Z_1 随 Z_o 变化的曲线,如图 3 所示。



(a) $R_1/R_2=1$



(b) $R_1/R_2=2$

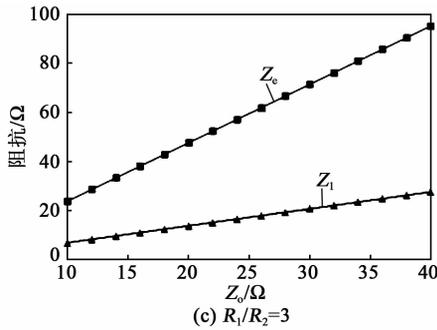


图3 不同端口阻抗比情况下
传输线阻抗取值随 Z_0 的变化曲线

巴伦的另一个特点是易实现端口阻抗比较大的设计。由式(14)可知,当 R_1/R_2 越大, Z_c/Z_0 越小,即耦合传输线所需耦合系数越小,越易实现。如 $R_1=250\ \Omega, R_2=50\ \Omega$, 根据式(14)、(15)得到其中的一组解为: $Z_c=154\ \Omega, Z_0=80\ \Omega, Z_1=37\ \Omega$ 。由此可看到这几个阻抗值均易在单层 PCB 板上实现。

由于设计的巴伦阻抗解不唯一,所以,实际选值时一方面可以根据其在加工中的可实现性来选取,另一方面要参考带宽的范围来选取。图4为此巴伦在不同的 Z_0 取值时的响应曲线。由图可知,带宽随 Z_0 取值的变化并不是单调的,在实际设计中,如果想要得到最大的带宽,需要通过优化设计来选取最佳的阻抗值组合。

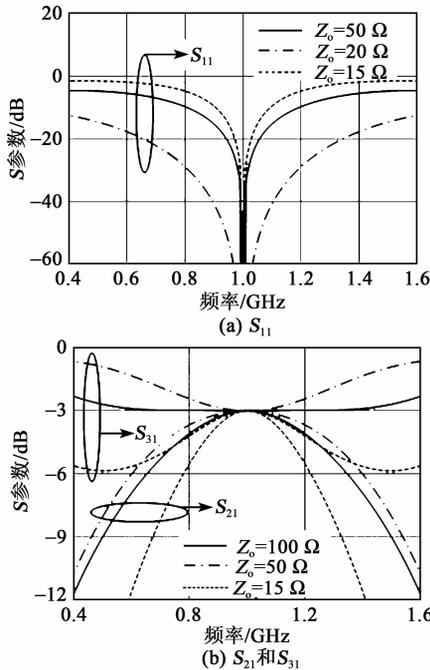


图4 $R_1=100\ \Omega, R_2=50\ \Omega$ 时理想电路的 S 参数曲线

2 样品测试与结果讨论

为了验证前面部分的设计分析,我们在 FR4 基

板材料上进行了样品加工。基本材料的介电常数为 4.2, 基板厚为 0.8 mm。设计 $R_1=R_2=50\ \Omega, Z_c=158.5\ \Omega, Z_0=27.2\ \Omega, Z_1=65.7\ \Omega$ 。图5为样品巴伦的测试曲线与仿真以及理想电路对比。

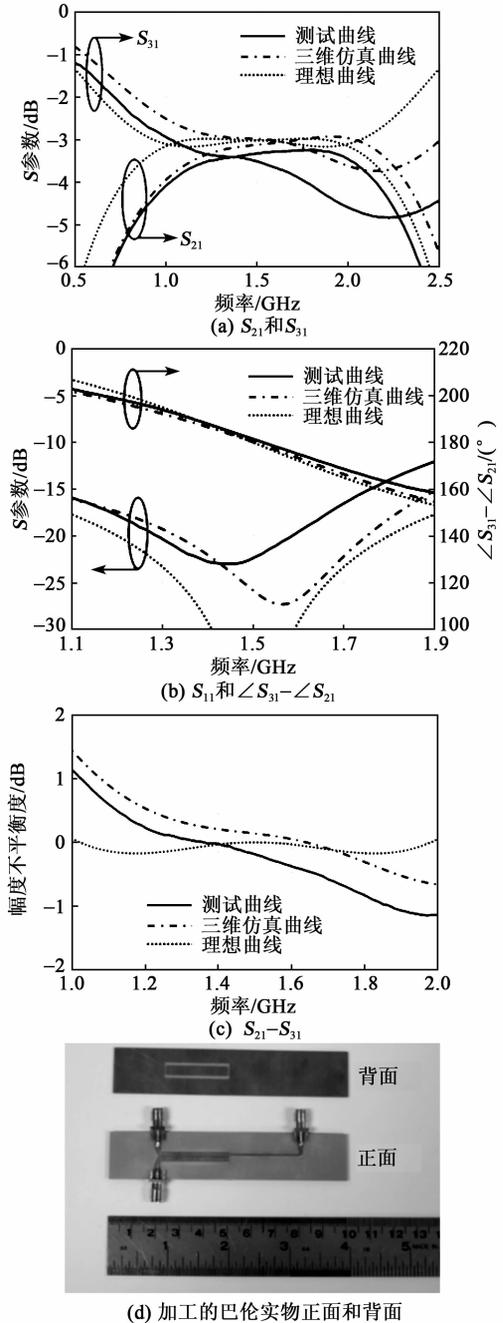


图5 样品巴伦的测试曲线与仿真以及理想电路对比

图5(d)为加工样品的实物正面和背面。由图5(d)可知,为了实现较大的耦合系数,我们在基板底面采用了文献[14]提出的开窗加金属片的方法。加工样品参数:耦合传输线的长、宽及间距分别为 29 mm、1.8 mm 及 0.3 mm;单根独立传输线的长和

宽分别为 29.5 mm 和 0.95 mm;基板底面所开窗口的长和宽分别为 28 mm 和 7 mm;基板底面的金属板长度和宽度分别为 26 mm 和 4.2 mm。

图 5(a)~(c)为加工样品的测试曲线与三维仿真曲线以及理想电路曲线的对比。在中心频点测得的 S_{21} 和 S_{31} 分别为 -3.3 dB 和 -3.5 dB。整个带内的回波损耗都小于 -15 dB。另外,带内的幅度不平衡度为 ± 0.5 dB。设定带宽的限制条件为: $S_{11} \leq -15$ dB,三端口与二端口的相位差 $\angle S_{31} - \angle S_{21} = 180^\circ \pm 10^\circ$, $S_{21} - S_{31} = \pm 0.5$ dB,最终得到此巴伦的带宽约为 22%。

3 结束语

本文提出了一种无需接地结构的耦合线巴伦设计,且易在单层 PCB 板上实现加工。通过对理想电路的理论分析,得到了此巴伦的解析设计公式,并且分析了不同的传输线阻抗对带宽的影响。同时,此款巴伦还具有易实现较大的端口阻抗比的特点。我们在 FR4 基板上实现了一款中心频率为 1.5 GHz 的样品巴伦的加工。测试结果与三维仿真及理想电路的结果都吻合,幅度不平衡度和回波损耗都满足应用要求。

参考文献:

- [1] ANG K S, LEONG Y C, LEE C H. Multisection impedance-transforming coupled-line baluns [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(2): 536-541.
- [2] TA H H, PHAM B L, PHAM A V. Compact wide bandwidth balun based on modified asymmetric broadside coupled lines[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2012, 22(12): 624-626.
- [3] TSAI C H, A I I, LEONG H C, et al. A miniaturized and broadband balun using artificial coupled line with imaginary even-mode impedance [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2011, 59(9): 2233-2240.
- [4] MARCHAND N. Transmission line conversion transformers[J]. Electron, 1944, 17(12): 142-145.
- [5] NISHIKAWA K, TOYODA I, TOKUMITSU T. Compact and broad-band three-dimensional MMIC balun [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1999, 47(1): 96-98.
- [6] MA T G, WANG C C, LAI C H. Miniaturized distributed Marchand balun using coupled synthesized CPWs [J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2011, 21(4): 188-190.
- [7] MA T G, CHENG Y T. A miniaturized multilayered Marchand balun using coupled artificial transmission lines[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2009, 19(7): 446-448.
- [8] FATHALBAB W M, STEER M B. New classes of miniaturized planar Marchand baluns [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(4): 1211-1220.
- [9] CHO C, GUPTA K C. A new design procedure for single-layer and two layer three-line baluns [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1998, 46(12): 2514-2519.
- [10] LEE B H, PARK D S, PARK S S, et al. Design of new three-line balun and its implementation using multilayer configuration [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(4): 1405-1414.
- [11] LEONG Y C, ANG K S, LEE C H. A derivation of a class of 3-port baluns from symmetrical 4-port networks[C]//S. I.; IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, 2002: 1165-1158.
- [12] SHIE C I, CHENG J C, CHOU S C, et al. Design of a new type planar balun by using trans-directional couplers[J]. IEEE Trans Microw Theory Techn, 2012, 60(3): 471-476.
- [13] LIU C, MENZEL W. Broadband via-free microstrip balun using metamaterial transmission lines[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2008, 18(7): 437-439.
- [14] ZHANG Z Y, GUO Y X, ONG L C, et al. A new planar Marchand balun[C]//S. I.; IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, 2005: 1207-1210.