

文章编号: 1672-2892(2010)05-0526-04

宽带巴伦的研究与仿真

周志增, 刘朋, 顾荣军

(63889 部队, 河南 孟州 454750)

摘要: 在宽带 Marchand 巴伦设计中, 为获得高宽带, 并得到较好的端口匹配性能, 采用三线耦合微带线代替双线耦合线增加耦合度以扩展带宽。同时利用电容、电感补偿法和阻抗网络法提高端口匹配性能。仿真结果表明: 在满足宽带的要求下, 端口匹配度、输出平衡度和相位差都得到较大改善。在 20 GHz~55 GHz 带宽内, S_{22}, S_{33} 均小于 -15 dB, S_{23} 小于 -10 dB, S_{21} 在 -3.6 dB 左右, 幅度差为 0.1 dB 左右。

关键词: 宽带; Marchand 巴伦; 耦合线; 电感补偿

中图分类号: TN455

文献标识码: A

Study and simulation of wide-band Balun

ZHOU Zhi-zeng, LIU Peng, GU Rong-jun

(Unit 63889 of PLA, Mengzhou Henan 454750, China)

Abstract: In the design of wide-band Marchand Balun, the three-conductor coupled lines which replace the two-conductor coupled lines were adopted to broaden the bandwidth and enhance the coupling factor. The capacitance, inductance compensation and impedance network were utilized to improve port match performance. Simulation results show that the port match, output balance and phase differences have been improved. Between the bandwidth from 20 GHz to 55 GHz, S_{22}, S_{33} are both smaller than -15 dB, while S_{23}, S_{21} are smaller than -10 dB and -3.6 dB respectively. The amplitude difference is about 0.1 dB.

Key words: wide-band; Marchand Balun; coupled lines; inductance compensation

在雷达组件中, 巴伦是平衡拓扑电路中的重要器件, 如: 双平衡混频器、推挽放大器和倍频器。文献[1]报道了采用这种拓扑设计的 1 个频段为 26 GHz~40 GHz 的双平衡单片混频器, 本振和射频均采用对偶模阻抗不敏感的 Marchand 巴伦。文献[2]报道了采用补偿型 Marchand 巴伦结构设计的 1 个频段为 26 GHz~40 GHz 的双平衡单片混频器。文献[3]使用 Marchand 巴伦设计了频段为 20 GHz~40 GHz 的单片双平衡混频器, 文中并没有给出输出端口的匹配状况。文献[4]中给出了用螺旋线设计的宽带 Marchand 巴伦。文献[5]中, 对多耦合线 Marchand 巴伦给予了分析和设计, 并应用在倍频器的设计中。在这些巴伦中, 微带 Marchand 巴伦由于它的平面结构、宽带性能和适合 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)应用, 而得到广泛应用。

本文设计出的 Marchand 巴伦具有 20 GHz~55 GHz 宽带性能, 同时通过电感、电容补偿和在输出端口增加阻抗网络改善其匹配性能参数、幅度平衡度和相位差。仿真结果表明, 在满足带宽要求的同时, 巴伦端口匹配良好, 输出相位差和幅度差都控制在比较小的范围内。

1 问题分析

Marchand 巴伦可以由微带耦合线、Lange 耦合器、螺旋线等构成。微带 Marchand 巴伦经实际应用证明其结构简单, 具有较大的带宽并对低偶模阻抗不敏感等特性。为简化分析设计, 文中 Marchand 巴伦由相同的 2 组微带耦合线组成。如图 1 所示, 每组耦合线长度为对应中心频率处的 $1/4$ 信号波长。每组耦合线中,

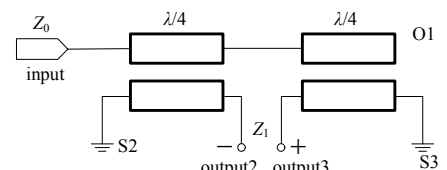


Fig.1 Marchand Balun
图 1 Marchand 巴伦

存在 4 个端口：输入端、直接端、耦合端和隔离端。Marchand 巴伦将 2 个隔离端作为输出端口，2 个耦合端短路，1 个输入端保留作为信号输入端，另外 1 个输入端开路，并将 2 个直接输出端相连。开路微带为半波长，驻波在微带中心处将形成短路点。此处，输出电流为最大值，而输出电压为最小值。通过 2 段耦合线输出为幅度相同，相位相反的 1 组信号。实际上，耦合过程比较复杂，output2 端输出电压信号是由短路端 S2 的耦合信号、从开路端 O1 端反射回来耦合到 output2 端的耦合信号和从开路端 O1 端与短路端 S3 端口互耦合的信号组成。output3 端信号与 output2 端相位相反。

对于单一的耦合线来说，假设耦合系数为 C ，其 S 参数散射矩阵为：

$$S_{\text{couplers}} = \begin{bmatrix} 0 & C \\ -j\sqrt{1-C^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

对于特定的耦合系数，耦合线的奇偶模阻抗分别为：

$$Z_{\text{oc}} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (2)$$

$$Z_{\text{oo}} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (3)$$

通过耦合线散射矩阵推导，微带 Marchand 巴伦其 S 参数散射矩阵可由耦合系数 C 、输入端口 Z_0 、输出阻抗 Z_1 表示为 $[S]_{\text{Balun}}^{[6]}$ 。从式(4)中可以看出， S_{21} 和 S_{31} 幅度相同，相位相反，且结果与耦合系数和端口阻抗大小无关。对于同一电路结构，图 3 左给出了阻抗比 Z_1/Z_0 分别为 1,1.6,2,2.4,3.2 下的传输损耗值。

$$[S]_{\text{Balun}} = \begin{bmatrix} \frac{1-C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} + 1 \right)}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & j \frac{2C\sqrt{1-C^2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}}}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & -j \frac{2C\sqrt{1-C^2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}}}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} \\ j \frac{2C\sqrt{1-C^2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}}}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & \frac{1-C^2}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & j \frac{2C^2 \left(\sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}} \right)}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} \\ -j \frac{2C\sqrt{1-C^2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}}}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & j \frac{2C^2 \left(\sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}} \right)}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} & \frac{1-C^2}{1+C^2 \left(\frac{2Z_1}{Z_0} - 1 \right)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

为了得到传输损耗为 -3 dB，即 $|S_{21}| = |S_{31}| = 1/\sqrt{2}$ ，从式(4)中得到最佳耦合系数 $C = 1/\sqrt{(2Z_1/Z_0)+1}$ 。假设各端口阻抗都为 50Ω ，则 C 值为 -4.8 dB，通过 S 矩阵可以得到巴伦输出和隔离度都为 -6 dB 左右。可见，巴伦输出匹配和隔离度有值得改进之处。同时，输出端口匹配度和隔离度也影响巴伦后级电路的性能，不容忽视。

另外，具有介质基片的耦合微带线奇偶模相速各不相同。偶模相对于奇偶在空气域的散射较小，因此有效介质常数较大，从而造成奇偶模长度不等，导致各项指标恶化^[7]。对于 GaAs 基片(通常基片厚度为 $100 \mu\text{m}$)来说，微带线和地平面之间的电容效应通常不能忽略。文献[8]给出了一种改善微带耦合器的方法：在耦合线末端加电容。由于偶模的中心面等效为开路，电容不影响偶模的相速，偶模电长度保持不变；而奇模的中心面等效为对地短路，电容将改变其相速，选择适当大小的电容，可以改变其偶模电长度，进而改善巴伦的性能。电容 C 值由以下参数确定：

$$C = \frac{1}{4\pi f_0 Z_{\text{oo}} \tan \theta_0} \quad (5)$$

式中 $\theta_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{effo}}}{\epsilon_{\text{effe}}}}$, $\epsilon_{\text{effo}}, \epsilon_{\text{effe}}$ 可由 $\epsilon_r \neq 1$ 和 $\epsilon_r = 1$ 的奇偶模特性阻抗的比值求得。

另外, 电感补偿法的应用, 也能一定程度上补偿耦合微带线奇偶模相速之间的差距^[9]。其中,

$$L = \frac{Z_0}{4\pi f_0} \text{Im} \left\{ \frac{-Z_0 \partial + j(Z_{\infty} \sin \theta_e - Z_{\infty} \sin \theta_0)}{Z_0 \partial + j(Z_{\infty} \sin \theta_0 - Z_{\infty} \sin \theta_e)} \right\} \quad (6)$$

式中 $\partial = \cos \theta_0 - \cos \theta_e$, θ_0, θ_e 分别为未补偿耦合线的奇偶模电长度。

2 电路实现

为增大巴伦的奇模阻抗, 减小其偶模阻抗, 对耦合线之间的间距有一定的要求, 该巴伦的线间距为 $7 \mu\text{m}$, 而工艺设计的下限为 $5 \mu\text{m}$, 留有一定的余量。同时, 由于常见巴伦为 2 段耦合线靠边缘耦合而成, 这样就造成一定的电磁泄漏。为了进一步改善巴伦的性能, 设计中使用 3 线耦合结构代替 2 线耦合结构进行仿真, 以提高耦合度; 另一方面可以增大带宽。设计中采用 $0.15 \mu\text{m}$ 功率型的 PHEMT(Pseudomorphic High-Electron-Mobility-Transistor)工艺, 该工艺的最大 f_t 为 85 GHz, 衬底介电常数为 12.9, 有 2 层金属, 金属 1 的厚度为 $1 \mu\text{m}$, 金属 2 的厚度为 $2 \mu\text{m}$, 2 层金属层之间的 SiN 为 $0.15 \mu\text{m}$, 同时金属 2 还有空气桥工艺, 有利于电路布局。

图 2 中, 设计的 Marchand 巴伦是在图 1 的基础上, 增加了改善端口匹配性能的电容、电感和输出阻抗网络。为了得到电路整体性能, 各端口阻抗暂取标准阻抗值。

电感器件的加入, 使两输出端口输出幅度一致性更好。

为了减少增加器件对电路造成的复杂程度, 较之于文献 [7], 本文只在开路微带末端加入 1 个电容。仿真显示, 此电容器件的加入, 能有效改善输入端口的匹配性。同时, S21, S31 在高频段保持较好的平稳性, 增大了带宽, 巴伦的平衡度和相位差都有所改善。

输出阻抗网络的加入, 较好地改善了 S22, S33, 对整体性能不会造成影响。阻抗网络主要由阻抗和半波长微带线组成, 阻抗值为 2 倍输出端口值^[6]。除上述阻抗网络外, 耦合线也用来达到同样的效果^[10]。很明显, 阻抗网络在输出端口间增加了 1 条衰减通道, 从而提高了隔离度。图 3 右给出了微带线宽 W 分别为 $5 \mu\text{m}, 15 \mu\text{m}, 25 \mu\text{m}, 35 \mu\text{m}, 50 \mu\text{m}$ 情况下的带宽。可见, 微带线线宽越窄, 特征阻抗越大, 对巴伦的带宽影响越小。

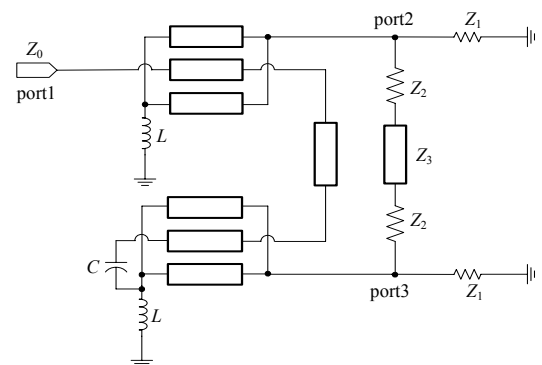


Fig.2 Desinged Marchand Balun
图 2 设计的 Marchand 巴伦

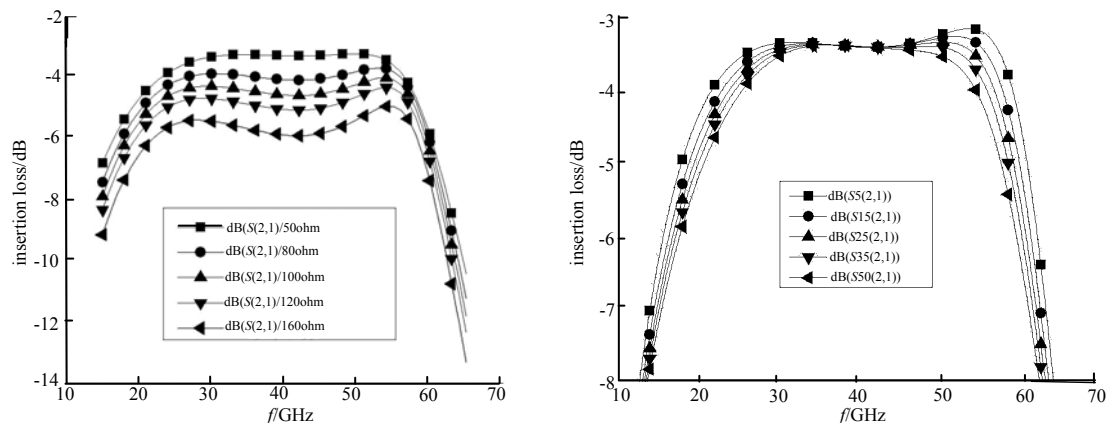


Fig.3 Amplitude-frequency characteristics of Marchand Balun under different conditions
图 3 Marchand 巴伦不同条件下的幅频特性

3 仿真结果

巴伦经 ADS(Advanced Design System)优化仿真所得的 S 参数及其输出端相位差和幅度差见图 4。由图 4 可知,

在 20 GHz~55 GHz 带宽内, S_{11} 除中间段稍差外, 总体达到较理想匹配状况。 S_{22}, S_{33} 均小于 -15 dB, 隔离度 S_{23} 小于 -10 dB, 输出传输系数在 -3.6 dB 左右。从图 4 还可以看出输出相位差在 55 GHz 之后趋于恶化, 幅度差在带宽内均为 0.1 dB 左右。通过对版图电磁仿真的结果可知, 结果会恶化 1 dB~2 dB 左右。

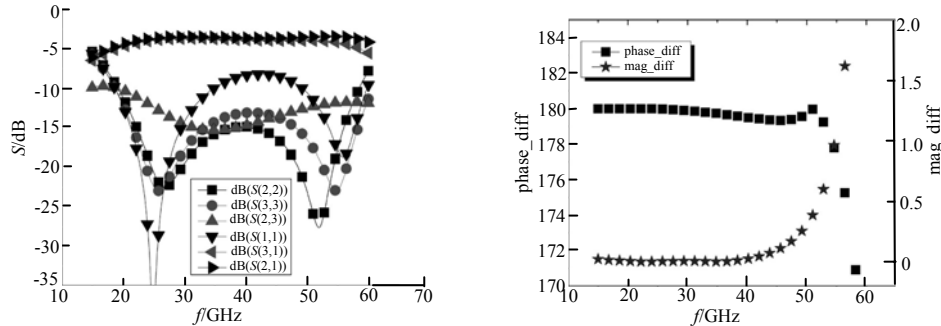


Fig.4 S parameter, phase and amplitude difference of Marchand Balun

图 4 Marchand 巴伦 S 参数以及输出相位差和幅度差

4 结论

本设计目的在于获得高带宽, 同时得到较好的端口匹配性能, 为接下来设计单片宽带混频器做准备。不足的是, 文中只对输入输出阻抗皆为标准值的情况给出了设计电路和分析, 没有对不同阻抗之间的情况作分析, 两者主要在于耦合系数的不同, 但两者之间也有共同之处。另外, Marchand 巴伦总长度达到 $1\ 200\ \mu\text{m}$, 为了缩小版图尺寸, 可以将耦合线采用折叠的方式布置。这样做, 不但有利于合理利用版图面积, 也不会影响整体性能。

参考文献:

- [1] Mass S A, Chang K W. A Broadband Planar Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer[J]. IEEE 1993 Microwave and Millimeterwave Monolithic Circuits Symposium Digest, 1993,41(12):2330-2335.
- [2] Mass S A. A 18-40 GHz Monolithic Ring Mixer[C]// IEEE 1998 Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest. Baltimore. MD, USA:[s.n.], 1998:29-32.
- [3] Chen Jia Liang, Chang Sheng Fuh. A 20-40 GHz Monolithic Doubly-Balanced Mixer Using Modified Planar Marchand Baluns[C]// Proceedings of APMC2001. Taipei:[s.n.], 2001:131-134.
- [4] Sun Q, Yuan J, Vo T, et al. Design and Realization of Spiral Marchand Balun Using CPW Multilayer GaAs Technology[C]// Proceedings of the 36th European Microwave Conference. Manchester:[s.n.], 2006:68-71.
- [5] Lin Shen Chin, WU Si-Pei, Mei Chao Yeh, et al. Analysis of Multiconductor Coupled-Line Marchand Baluns for Miniature MMIC Design[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2007,55(6):1190-1199.
- [6] Kian Sen Ang, Robertson D. Analysis and Design of Impedance-Transforming Planar Marchand Baluns[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2001,49(2):402-406.
- [7] 清华大学微带电路编写组. 微带电路[M]. 北京:人民邮电出版社, 1976.
- [8] Ng C Y, Chongcheawchamnan M, Robertson I D. Analysis and Design of a High-Performance Planar Marchand Balun[C]// 2002 IEEE MTT-S Digest. Seattle:[s.n.], 2002:113-116.
- [9] Ravee Phromlounsri, Mitchai Chongcheawchamnan, Robertson I D. Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and Their Applications[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2006,54(9):3571-3582.
- [10] ChongCheawchamnan M, Ng C Y, Robertson I D. Miniaturized and Multilayer Wilkinson Divider and Balun for Microwave and Millimeter-wave Applications[C]// High Frequency Postgraduate Student Colloquium. 2001.6th IEE. UK:[s.n.], 2001:174-179.

作者简介:



周志增(1982-), 男, 安徽巢湖人, 硕士, 主要研究方向为电子对抗试验研究. email: bravezhizeng@sohu.com.

刘 朋(1978-), 男, 河南南阳人, 硕士, 主要研究方向为电子对抗试验研究.

顾荣军(1978-), 男, 江苏泰州人, 硕士, 主要研究方向为电子对抗试验研究.