

一种基于天牛须算法的新型超宽带功分器研究

李杰^{①②} 阎跃鹏^{①②} 梁晓新^{*①②} 万晶^① 王魁松^①

^①(中国科学院微电子研究所 北京 100029)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 根据对马刺线的原理分析, 该文提出一种新型马刺线结构, 并在此基础上设计出一种新颖的超宽带功分器(频率范围为2.5~13.2 GHz)。该超宽带功分器尺寸较小, 制作结构简单, 带内传输特性好, 输入与输出端口的回波损耗均小于-12 dB, 带内插入损耗小于3.5 dB。在设计过程中, 根据理想传输线模型, 利用奇偶模分析方法, 推导出设计的目标函数, 并利用天牛须算法对其进行优化设计, 有效提高了功分器的设计准确性和灵活性。为了验证设计的准确性, 采用材料RO4003C作为基板设计超宽带功分器。实验结果表明, 采用新型马刺线结构的超宽带功分器结合天牛须算法有效缩短了计算时间, 提高了设计精度, 可以广泛运用于超宽带功分器设计。

关键词: 超宽带功分器; 马刺线; 天牛须

中图分类号: TN626

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)02-0418-07

DOI: 10.11999/JEIT181003

Research on the Novel Ultra-wideband Power Divider Based on Beetle Antennae Search Algorithm

LI Jie^{①②} YAN Yuepeng^{①②} LIANG Xiaoxin^{*①②} WAN Jing^① WANG Kuisong^①

^①(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on the study of the spur-line, a novel spurs-line structure is proposed. The design of a novel Ultra-WideBand (UWB) power divider is described based on the novel spur line structure for the 2.5~13.2 GHz frequency range. The designed device is compact and has a simple structure and good frequency response in the band. Its return loss insertion is less than -12 dB and its insertion loss is less than 3.5 dB. The equations used for the design are based on the concept of odd-even modes and transmission line analysis. The Beetle Antennae Search (BAS) algorithm is used to improve the efficiency and accuracy of the power divider design. In order to verify the accuracy of the design, a UWB power divider is designed by using material RO4003C as substrate. The results validate the feasibility of the spur line-based design and demonstrate that the BAS algorithm has a shortened running time and improved precision compared to other optimization methods. It can be widely used in UWB power divider design.

Key words: UWB power divider; Spur-line; Beetle Antenna Search(BAS)

1 引言

超宽带(Ultra WideBand, UWB)通信因其更高的传输速率, 在现代无线通信领域被广泛使用。作为超宽带通信系统中的关键无源器件功率分配器得到了越来越多的发展。如何提高超宽带微波功率分配器的带内传输特性, 如何实现超宽带微波功率分配器小型化则成为了各国学者关注的焦点。文献[1]提出了一种采用补偿技术的功分器(Compensated Power Divider, CPD), 提高了隔离度带宽及工作

带宽, 结构简单; 但由于采用了1/4波长线, 器件尺寸较大。文献[2]提出了一种利用多模谐振的超宽带功分器, 但其制作复杂, 采用有孔结构, 容易造成制作误差, 从而影响整体性能。文献[3-5]采用多节阻抗级联的方法展宽带宽, 存在尺寸较大的固有缺点, 同时为了满足高隔离度的要求, 采用多个隔离电阻, 增加了设计的复杂度。文献[6]主体采用阶跃阻抗谐振器(Step Impedance Resonator, SIR)结构, 输入输出端采用耦合结构, 实现工作频带为3.1~10.7 GHz的超宽带功分器, 但带内插入损耗较大, 接近-5 dB。文献[7,8]采用非共面技术扩展功分器的带宽, 制作复杂, 尺寸相对较大。文献[9]

收稿日期: 2018-11-01; 改回日期: 2019-04-22; 网络出版: 2019-05-29

*通信作者: 梁晓新 liangxiaoxin@ime.ac.cn

运用扇形线(radial stub)增加传输极点,扩展带宽,结构简单,但其带内插入损耗,隔离度等技术参数均不理想,10.6 GHz处插入损耗为-3.8 dB,隔离度-15 dB带宽仅为39%。文献[10]采用耦合振荡模式,结构简单,但其带内隔离度较差,均大于-15 dB。针对上述描述情况,本文提出了一种新型结构的超宽带功分器,频率范围为2.5~13.2 GHz。与传统的同频段超宽带功分器相比,文中设计的功分器在尺寸仅为1.4 cm×1.5 cm的空间内实现了回波损耗小于-12 dB,带内插入损耗均小于3.5 dB的更优技术指标,且结构简单易于实现。

超宽带功分器的优化目前也是一个设计难点,在传统的宽带功分器设计方法中,大多是通过数值理论计算得到功分器参数,通过微调功分器参数实现阻抗匹配,但这种方法需要进行反复的理论计算和参数微调等工作,工作量大。优化算法是减少计算、仿真复杂度的一种有效方法,其中以粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization, PSO)应用较为广泛。它运算量小,但容易陷入局部最优,很容易出现阻抗不匹配的问题。文献[11]采用粒子群算法实现宽带功分器的优化,带内增益平坦度不理想。近年来基于改进型的粒子群算法[12]在宽带功分器设计中得到应用,为了避免陷入局部最优的缺点,增加了全局搜索的算法,虽然功分器的性能得到改善,但由于将多种算法相结合导致其算法相对复杂,运算量较大。针对以往的这些智能算法的计算数据量大,精度不够高,算法鲁棒性较弱的问题,寻求一种快速的,高精度的优化方法是一个重要研究方向。

本文采用马刺线和扇形传输线相结合的方法来实现超宽带功分器,具有高集成度,体积小特点。本文将天牛须搜索智能优化算法应用于超宽带功率分配器的设计。相比于粒子群等以往的智能算法,天牛须算法搜索只需要1个个体,核心算法只需4行,减少了运算量,收敛速度快,并且可以实现全局搜索[13],提高了设计的自由度与时效性。

2 电路建模与分析

马刺线是植于传统微带线内的一种简单、共面的微带缺陷结构。优势在于易于集成设计,通常应用在谐波抑制和小型化方面。本文提出了一种新型的马刺线结构,如图1所示,结构紧凑,集成度高。下文对所提出的超宽带功分器进行详细分析。

2.1 超宽带功分器原理分析

本文所提出的超宽带功分器主要通过2个不同结构的马刺线级联实现,如图2所示。该功分器为对称结构,故可以采用奇偶模分析方法进行分析。假设输入端口1与输出端口2,3端接阻抗分别为 Z_L 和 Z_S 。

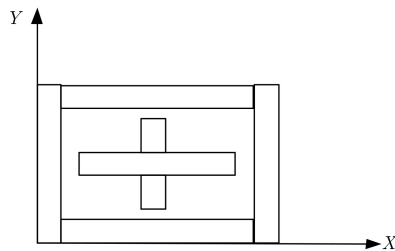


图1 新型马刺线结构

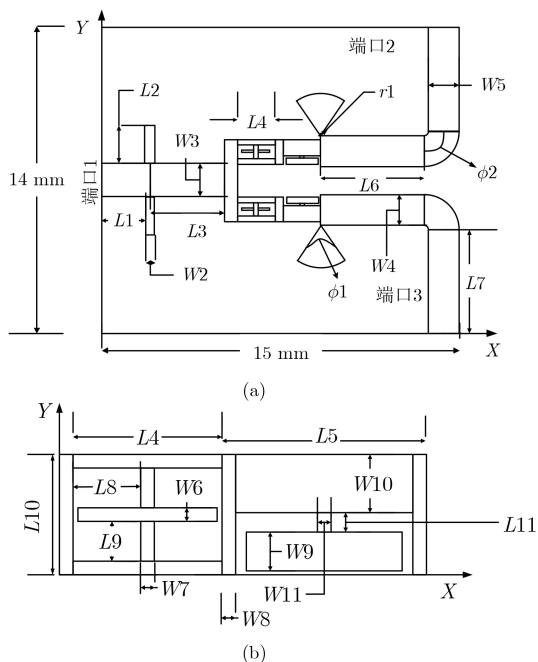


图2 超宽带功分器结构图

2.2 偶模电路分析

首先进行偶模分析,对于偶模激励,没有电流流过隔离电阻 R , R 相当于开路。为了使计算更为简便,在图3(a)的偶模等效电路中引入 Z_{in1} , Z_{in2} , Z_{in3} , Z_{in4} , Z_{in5} ,5个变量,分别表示从节点1,2,3,4,5右端看进去的输入阻抗。参照图3(a)及传输线理论分析可得,当处于频率 f 时,节点5,6之间的转移矩阵为

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} A_{6e} & B_{6e} \\ C_{6e} & D_{6e} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{jB} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_5 & jZ_5 \sin \theta_5 \\ \frac{j \sin \theta_5}{z_5} & \cos \theta_5 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_5 & jZ_5 \sin \theta_5 \\ \frac{j \sin \theta_5}{z_5} + \frac{\cos \theta_5}{jB} & \cos \theta_5 + \frac{\sin \theta_5 Z_5}{B} \end{pmatrix} \quad (1) \end{aligned}$$

B 为扇形线等效的电抗。文献[14]给出了扇形线等效电抗的具体计算公式。

$$B = \frac{h}{2\pi r_1} Z_0(r_1) \frac{360(\theta_1 - \varphi_2)}{a \sin(\theta_1 - \varphi_2)} \quad (2)$$

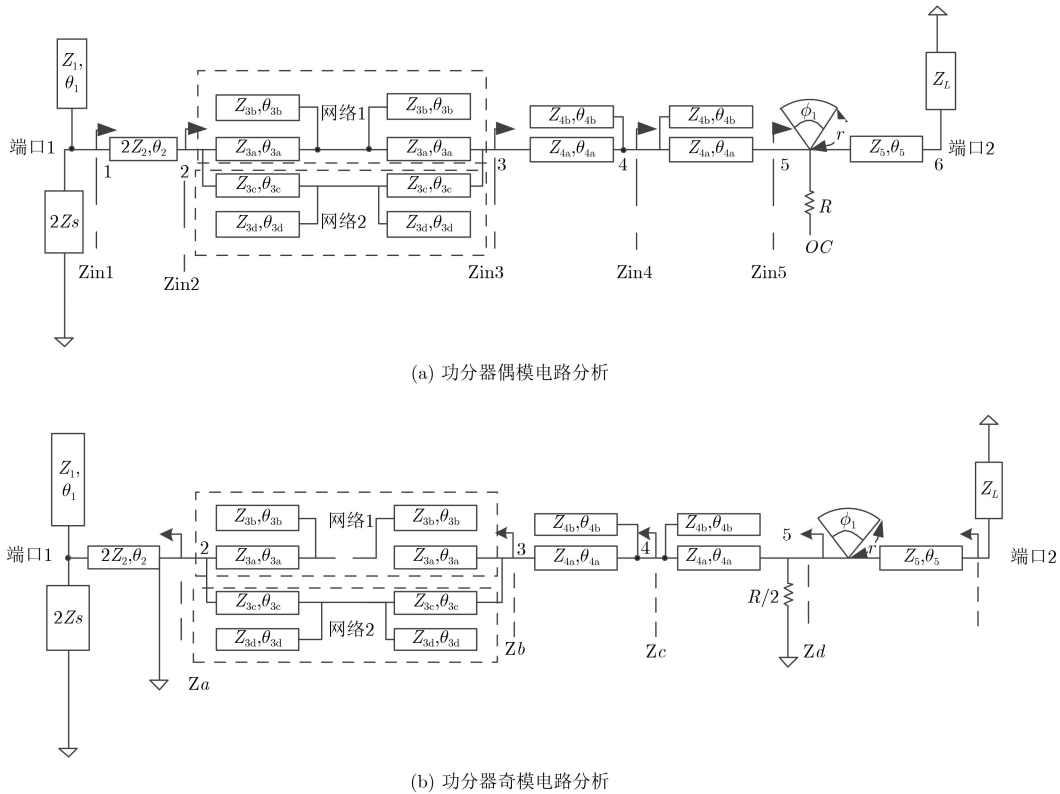


图3 功分器的奇偶模等效电路

$$\tan \theta_1 = \frac{N_0(kr_1)}{J_0(kr_1)} \tan \varphi_i = -\frac{J_1(kr_i)}{N_1(kr_i)}, i = 1, 2 \quad (3)$$

$$Z_0(r_1) = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} [J_0^2(kr_1) + N_0^2(kr_1)]^{1/2} \times [J_0^2(kr_1) + N_0^2(kr_1)]^{-1/2} \quad (4)$$

$$k = \frac{2p\sqrt{\epsilon_{re}}}{\lambda_0} \quad (5)$$

式(3)和式(4)中 $J_i(x)$, $N_i(x)$ 是第1类、第2类贝塞尔函数, 变量 α, r_1, r_2 分别代表扇形传输线的角度、内径和外径, 如图4所示。 $\epsilon_{re}, \epsilon_r$ 分别表示为等效介电常数和相对介电常数, λ_0 为自由空间波长。

则节点5的输入阻抗为

$$Z_{in5} = \frac{A_{6e}Z_L + B_{6e}}{C_{6e}Z_L + D_{6e}} \quad (6)$$

节点4, 5之间的转移矩阵为

$$\begin{pmatrix} A_{5e} & B_{5e} \\ C_{5e} & D_{5e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} \cos \theta_{4a} + \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \frac{-Z_{4a} \sin \theta_{4a} \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} + \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \quad (7)$$

则节点4的输入阻抗为

$$Z_{in4} = \frac{A_{5e}Z_{in5} + B_{5e}}{C_{5e}Z_{in5} + D_{5e}} \quad (8)$$

节点3, 4之间的转移矩阵为

$$\begin{pmatrix} A_{4e} & B_{4e} \\ C_{4e} & D_{4e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} & 1 \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} \frac{-Z_{4a} \sin \theta_{4a} \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} + \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} \cos \theta_{4a} + \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \quad (9)$$

则节点3的输入阻抗为

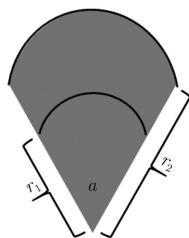


图4 扇形线示意图

$$Z_{in3} = \frac{A_{4e}Z_{in4} + B_{4e}}{C_{4e}Z_{in4} + D_{4e}} \quad (10)$$

节点2, 3之间的转移矩阵计算较为复杂, 由于篇幅有限不做详细推导。节点2, 3之间的网络为2个二端口网络并联, 其中二端口网络1的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{3e-1} & B_{3e-1} \\ C_{3e-1} & D_{3e-1} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_{3a} & jZ_{3a} \sin \theta_{3a} \\ \frac{j \sin \theta_{3a}}{Z_{3a}} & \cos \theta_{3a} \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3b}}{Z_{3b}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3b}}{Z_{3b}} & 1 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_{3a} & jZ_{3a} \sin \theta_{3a} \\ \frac{j \sin \theta_{3a}}{Z_{3a}} & \cos \theta_{3a} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

二端口网络2的转移矩阵为

式(13)中的单个二端口导纳矩阵通过转移矩阵(\mathbf{A} 矩阵)和导纳矩阵(\mathbf{Y} 矩阵)之间的换算关系获得。最终节点2, 3之间的转移矩阵 $\begin{pmatrix} A_{3e} & B_{3e} \\ C_{3e} & D_{3e} \end{pmatrix}$ 通过转移矩阵(\mathbf{A} 矩阵)和导纳矩阵(\mathbf{Y} 矩阵)之间的换算关系获得。则节点2的输入阻抗为

$$Z_{in2} = \frac{A_{3e}Z_{in3} + B_{3e}}{C_{3e}Z_{in3} + D_{3e}} \quad (14)$$

节点1, 2之间的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{2e} & B_{2e} \\ C_{2e} & D_{2e} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_1}{Z_1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & j2Z_2 \sin \theta_2 \\ \frac{j \sin \theta_2}{2Z_2} & \cos \theta_2 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & j2Z_2 \sin \theta_2 \\ \frac{j \tan \theta_1}{Z_1} \cos \theta_2 + \frac{j \sin \theta_2}{2Z_2} & \frac{-2Z_2 \sin \theta_2 \tan \theta_1}{Z_1} + \cos \theta_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

则节点1的输入阻抗为

$$Z_{in1} = \frac{A_{2e}Z_{in2} + B_{2e}}{C_{2e}Z_{in2} + D_{2e}} \quad (16)$$

如图3(a)所示, 可得输入端口1反射系数

$$\Gamma(\text{in1}) = (Z_{in1} - 2Z_s) / (Z_{in1} + 2Z_s) \quad (17)$$

为了使带内具有较好的频率响应, 即达到良好的匹配, 首先要满足输入端的反射系数 $\Gamma(\text{in1})$ 在相应的频带范围内最大值最小。

2.3 奇模电路分析

对于奇模激励, 沿着电路的中线是电压零点, 如图3(b)所示。为了方便计算, 引入中间变量 Z_a, Z_b, Z_c, Z_d, Z , 分别为从节点2, 3, 4, 5, 6左端看进去的输入阻抗。根据图3(b)以及传输线理论可得, 当处于频率 f 时, 节点3, 2之间的转移矩阵计算较为复杂, 由于篇幅有限不在此处做详细推导。节点3, 2之间的网络为2个二端口网络并联, 其中二端口网络1的转移矩阵为

$$\begin{pmatrix} A_{3o-1} & B_{3o-1} \\ C_{3o-1} & D_{3o-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_{3a} & jZ_{3a} \sin \theta_{3a} \\ \frac{j \sin \theta_{3a}}{Z_{3a}} & \cos \theta_{3a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3b}}{Z_{3b}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3b}}{Z_{3b}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{3a} & jZ_{3a} \sin \theta_{3a} \\ \frac{j \sin \theta_{3a}}{Z_{3a}} & \cos \theta_{3a} \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{3e-2} & B_{3e-2} \\ C_{3e-2} & D_{3e-2} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_{3c} & jZ_{3c} \sin \theta_{3c} \\ \frac{j \sin \theta_{3c}}{Z_{3c}} & \cos \theta_{3c} \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3d}}{Z_{3d}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3d}}{Z_{3d}} & 1 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_{3c} & jZ_{3c} \sin \theta_{3c} \\ \frac{j \sin \theta_{3c}}{Z_{3c}} & \cos \theta_{3c} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

并联二端口网络的导纳等于单个二端口网络导纳之和, 由式(13)定义。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Y_{11}^e & Y_{12}^e \\ Y_{21}^e & Y_{22}^e \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Y_{11}^{e-1} & Y_{12}^{e-1} \\ Y_{21}^{e-1} & Y_{22}^{e-1} \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} Y_{11}^{e-2} & Y_{12}^{e-2} \\ Y_{21}^{e-2} & Y_{22}^{e-2} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

二端口网络2的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{30-2} & B_{30-2} \\ C_{30-2} & D_{30-2} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_{3c} & jZ_{3c} \sin \theta_{3c} \\ \frac{j \sin \theta_{3c}}{Z_{3c}} & \cos \theta_{3c} \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3d}}{Z_{3d}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{3d}}{Z_{3d}} & 1 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_{3c} & jZ_{3c} \sin \theta_{3c} \\ \frac{j \sin \theta_{3c}}{Z_{3c}} & \cos \theta_{3c} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

并联二端口网络的导纳等于单个二端口网络导纳之和, 由式(20)定义。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Y_{11}^o & Y_{12}^o \\ Y_{21}^o & Y_{22}^o \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Y_{11}^{o-1} & Y_{12}^{o-1} \\ Y_{21}^{o-1} & Y_{22}^{o-1} \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} Y_{11}^{o-2} & Y_{12}^{o-2} \\ Y_{21}^{o-2} & Y_{22}^{o-2} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

式(20)中的单个二端口导纳矩阵通过转移矩阵(\mathbf{A} 矩阵)和导纳矩阵(\mathbf{Y} 矩阵)之间的互换关系获得。

最终节点3, 2之间转移矩阵 $\begin{pmatrix} A_{30} & B_{30} \\ C_{30} & D_{30} \end{pmatrix}$ 通过转移矩阵(\mathbf{A} 矩阵)和导纳矩阵(\mathbf{Y} 矩阵)之间的换算关系获得。

则

$$Z_b = \frac{B_{30}}{D_{30}} \quad (21)$$

节点4, 3间的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{40} & B_{40} \\ C_{40} & D_{40} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} & 1 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{-Z_{4a} \sin \theta_{4a} \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} + \cos \theta_{4a} & \cos \theta_{4a} \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} \cos \theta_{4a} + \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

则

$$Z_c = \frac{A_{40}Z_b + B_{40}}{C_{40}Z_b + D_{40}} \quad (23)$$

节点5, 4间的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{50} & B_{50} \\ C_{50} & D_{50} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{-Z_{4a} \sin \theta_{4a} \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} + \cos \theta_{4a} & jZ_{4a} \sin \theta_{4a} \\ \frac{j \tan \theta_{4b}}{Z_{4b}} \cos \theta_{4a} + \frac{j \sin \theta_{4a}}{Z_{4a}} & \cos \theta_{4a} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

则

$$Z_d = \frac{\left(\frac{A_{50}Z_c + B_{50}}{C_{50}Z_c + D_{50}} \right) \frac{R}{2}}{\left(\frac{A_{50}Z_c + B_{50}}{C_{50}Z_c + D_{50}} \right) + \frac{R}{2}} \quad (25)$$

节点6, 5之间的转移矩阵为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{60} & B_{60} \\ C_{60} & D_{60} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_5 & jZ_5 \sin \theta_5 \\ \frac{j \sin \theta_5}{Z_5} & \cos \theta_5 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{jB} & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_5 + \frac{\sin \theta_5 Z_5}{B} & jZ_5 \sin \theta_5 \\ \frac{j \sin \theta_5}{Z_5} + \frac{\cos \theta_5}{jB} & \cos \theta_5 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

B 为扇形传输线等效电抗, 详细计算见式(3)和式(4)。则从端口2看进去的输入阻抗 $Z = \frac{A_{60}Z_d + B_{60}}{C_{60}Z_d + D_{60}}$, 传输线输出端口反射系数为

$$\Gamma(\text{in}2) = (Z - Z_L) / (Z + Z_L) \quad (27)$$

为了使带内具有较好的频率响应, 输出端口的匹配同样关键, 反射系数 $\Gamma(\text{in}2)$ 在频带范围内需要满足最大值最小的条件。通过奇模电路分析可以得到隔离电阻的阻值, 当满足最佳反射系数值时, 同时满足隔离度的要求。

3 电路设计与优化

超宽带功分器由于频点较多, 和参数相关的方程变得尤为复杂, 从而导致计算的难度和运算量增加, 需要寻求一种更有效的解决方法。

天牛须搜索智能优化算法(BAS)是2017年提出的一种生物启发的智能优化算法^[13,15]。文中利用天牛须算法对超宽带功分器进行优化, 基本步骤如下:

(1) 初始化: 建立一个 k 维空间, 采用等间隔采样法在频带范围内获得 k 个采样点 $f_i | i = 1, 2, \dots, k$ 。设定步进的初始值, 迭代次数 n , 向量的初始值以及迭代系数; 迭代系数通常取值为0.95。

(2) 设计优化目标函数: 超宽带功分器的天牛须搜索的优化目标就是找到指定带宽内每个频点下每段传输线的特征阻抗 $Z_i | i = 1, 2, \dots, k$ 及电长度 $\theta_i | i = 1, 2, \dots, k$ 使功分器的各个端口实现良好的匹配, 即反射系数 $\Gamma(f_i) | i = 1, 2, \dots, k$ 在带内采样点的最大值最小, 同时满足一定的隔离度要求。优化设计的目标函数为^[12]

$$F = \min \left\{ \max \left[\sum_{i=1}^k \frac{|\Gamma(\text{in1})(f_i)|^2}{3} + \sum_{i=1}^k \frac{|\Gamma(\text{in2})(f_i)|^2}{3} \right] \right\} \quad (28)$$

(3) 迭代部分: 根据式(28)进行迭代, 如果当前的值达到预先设定好的阈值或迭代次数达到了最大值, 将有最优的个体作为最终结果输出, 最终的优化算法在MATLAB里实现。表1为优化前后参数的仿真结果对比。从表1可以看出利用天牛须优化算法改善了功分器的性能, 和粒子群算法相比, 带内增益更加平坦, 避免了出现相应频带内阻抗匹配不连续的现象。

4 电路仿真与测试结果分析

为了验证本文所提出的新型超宽带功分器的可行性, 以及采用天牛须算法优化超宽带匹配的可行性, 采用ADS仿真软件进行仿真建模。在本设计中, 实物制作采用RO4003C板材(如图5所示), 其介电常数、厚度分别为 $\epsilon_r = 3.55$, $h = 0.508$ mm。具体尺寸为 $L_1 = 2.54$ mm, $L_2 = 0.508$ mm, $L_3 = 3.048$ mm, $L_4 = 1.1176$ mm, $L_5 = 2.286$ mm, $L_6 = 2.794$ mm, $L_7 = 3.556$ mm, $L_8 = 0.4318$ mm, $L_9 = 0.0762$ mm, $L_{10} = 0.7366$ mm, $L_{11} = 0.0762$ mm; $W_1 = 1.27$ mm, $W_2 = 0.127$ mm, $W_3 = 1.27$ mm, $W_4 = 0.889$ mm, $W_5 = 1.27$ mm, $W_6 = 0.0762$ mm, $W_7 = 0.1016$ mm, $W_8 = 0.4826$ mm, $W_9 = 0.381$ mm,

$W_{10} = 0.254$ mm, $W_{11} = 0.0762$ mm; $\phi_1 = 35^\circ$, $\phi_2 = 90^\circ$, $r_1 = 1.27$ mm, 隔离电阻采用0402封装的100 Ω 贴片电阻。在参数优化过程中, 设定采样点为1000。采用安捷伦矢量网络分析仪N5222A进行测试。由于PCB板的制作工艺误差, 实物介质基板介电常数的不可避免的偏差, 电阻值、SMA头所造成误差以及相应的测量误差, 导致测试结果与理论仿真值没有完全一致, 仿真以及实测结果如图6所示。测试结果表明, 在2.5~13.2 GHz频带范围内具有良好的传输特性, 输入与输出端口的回波损耗均小于-12 dB, 插入损耗小于3.5 dB。表2为本文所提出的功分器和其他的相关功分器性能的对比。从表2可以看出, 本文设计的功分器插入损耗小, 尺寸小, 并具有较好的隔离度。

5 结论

本文通过对马刺线的研究, 提出了一种新型结构超宽带功分器, 并采用天牛须智能算法对超宽带功分器进行优化设计。与传统的超宽带功分器设计方法相比, 本文所提出的超宽带功分器具有带内频响好, 尺寸小, 易于实现的特点。同时本文所提出的采用天牛须搜索优化算法在参数优化调节过程中具有高效和灵活的特点, 提高了参数的优化精度。仿真结果验证了本文设计方法的可行性。

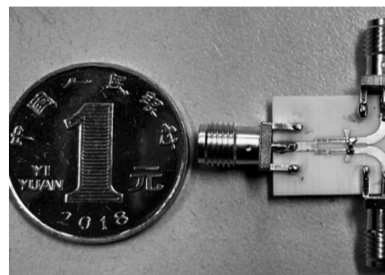


图5 功分器实物图

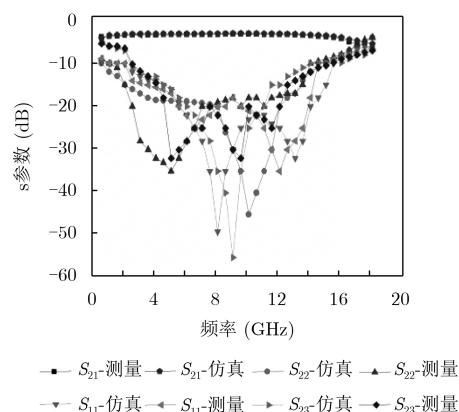


图6 S参数仿真和测试结果对比

表1 优化参数前后结果对比

最优值(dB)	S_{11}	S_{22}/S_{11}	S_{23}/S_{32}	S_{21}/S_{31}
没有采用优化算法	-20	-29	-29	-3.2
采用天牛须算法	-40	-50	-40	-3.1

表2 功分器性能对比

参考文献	拓扑结构	复杂度	尺寸(cm×cm)	插入损耗(dB)	15 dB 隔离度(比值, (BW, GHz))	隔离电阻数量
文献[1]	CPD	低	3.0×1.0	3.5	3.00:1 (3.5–10.5)	1
文献[2]	多模谐振	低	3.0×2.0	5.0	2.90:1 (4.0–11.7)	1
文献[5]	级联	低	3.3×2.3	4.0	6.00:1 (2.0–12.0)	5
文献[6]	SIR	低	3.0×2.0	5.0	–	1
文献[7]	非共面	高	4.0×4.0	4.0	–	1
文献[9]	Radial Stub	低	2.0×1.5	3.8	1.50:1 (7.1–10.6)	1
文献[10]	耦合振荡	低	4.0×1.2	3.7	隔离度均大于–15 dB	1
本文	马刺线级联	低	1.4×1.5	<3.5	2.67:1 (4.5–12.0)	1

参考文献

- [1] UCHENDU I E and KELLY J R. Ultrawide isolation bandwidth compensated power divider for UWB applications[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2017, 59(12): 3177–3180. doi: [10.1002/mop.30899](https://doi.org/10.1002/mop.30899).
- [2] WENG Meili, SONG Yaoliang, and ZHAO Junding. Design of compact microstrip UWB power divider using square ring multiple-mode resonator[C]. 2015 Asia-pacific Microwave Conference, Nanjing, China, 2015: 1–3. doi: [10.1109/APMC.2015.7411703](https://doi.org/10.1109/APMC.2015.7411703).
- [3] WU Y and LIU Y. Compact 3–11 GHz UWB planar unequal power divider using two-section asymmetric coupled transmission lines and non-uniform microstrip[J]. *Electronics Letters*, 2013, 49(16): 1002–1003. doi: [10.1049/el.2013.0296](https://doi.org/10.1049/el.2013.0296).
- [4] XU Xin and TANG Xiaohong. Design of an ultra-wideband power divider with harmonics suppression[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2015, 25(4): 299–304. doi: [10.1002/mmce.20862](https://doi.org/10.1002/mmce.20862).
- [5] 郭峥, 池少腾, 杨自强. 2~12 GHz超宽带功分器的设计[J]. *应用科技*, 2015, 42(4): 34–36. doi: [10.3969/j.issn.1009-671X.201502002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-671X.201502002).
GUO Zheng, CHI Shaoteng, and YANG Ziqiang. Design of 2~12 GHz ultra-wideband power dividers[J]. *Applied Science and Technology*, 2015, 42(4): 34–36. doi: [10.3969/j.issn.1009-671X.201502002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-671X.201502002).
- [6] MONDAL P and PARUI S K. Multi-mode resonator-based ultra-wideband power divider[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2016, 58(10): 2419–2422. doi: [10.1002/mop.30063](https://doi.org/10.1002/mop.30063).
- [7] PENG Hao, YANG Ziqiang, LIU Yu, *et al.* An improved UWB non-coplanar power divider[J]. *Progress in Electromagnetics Research*, 2013, 138: 31–39. doi: [10.2528/PIER13011003](https://doi.org/10.2528/PIER13011003).
- [8] SEDDIKI M L, GHANEM F, and NEDIL M. A compact power divider multilyer for UWB applications[C]. The 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Montreal, Canada, 2016: 1–2. doi: [10.1109/ANTEM.2016.7550208](https://doi.org/10.1109/ANTEM.2016.7550208).
- [9] RAHIM N H A, SAARI M F A H, IBRAHIM S Z, *et al.* Wideband power divider using radial stub for six-port interferometer[C]. 2016 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, Langkawi, Malaysia, 2016: 127–131. doi: [10.1109/APACE.2016.7915868](https://doi.org/10.1109/APACE.2016.7915868).
- [10] MONDAL P and PARUI S K. Wideband coupled resonator based ultra-wideband 3db power divider[C]. 2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference, Aurangabad, India, 2017: 1–2. doi: [10.1109/AEMC.2017.8325699](https://doi.org/10.1109/AEMC.2017.8325699).
- [11] 武欢欢, 陈明, 张延冬, 等. 宽带Wilkinson功分器的粒子群优化设计[J]. *强激光与粒子束*, 2018, 30(3): 30033003. doi: [10.11884/HPLPB201830.170314](https://doi.org/10.11884/HPLPB201830.170314).
WU Huanhuan, CHEN Ming, ZHANG Yandong, *et al.* Design of broadband Wilkinson power divider based on particle swarm optimization[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2018, 30(3): 30033003. doi: [10.11884/HPLPB201830.170314](https://doi.org/10.11884/HPLPB201830.170314).
- [12] 回海生, 刘建霞, 梁军. 基于改进PSO算法优化RF MEMS功分器设计[J]. *微纳电子技术*, 2017, 54(4): 254–260. doi: [10.13250/j.cnki.wndz.2017.04.006](https://doi.org/10.13250/j.cnki.wndz.2017.04.006).
HUI Haisheng, LIU Jianxia, and LIANG Jun. Design of the RF MEMS power divider based on an improved PSO algorithm[J]. *Micronanoelectronic Technology*, 2017, 54(4): 254–260. doi: [10.13250/j.cnki.wndz.2017.04.006](https://doi.org/10.13250/j.cnki.wndz.2017.04.006).
- [13] JIANG Xiangyuan and LI Shuai. BAS: Beetle antennae search algorithm for optimization problems[J]. *International Journal of Robotics and Control*, 2018, 1(1): 1–5. doi: [10.5430/ijrc.v1n1p1](https://doi.org/10.5430/ijrc.v1n1p1).
- [14] VINDING J P. Radial line stubs as elements in strip line circuits[R]. NEREM Record, 1967: 108–109.
- [15] ZHU Zongyao, ZHANG Zhiyu, MAN Weishi, *et al.* A new beetle antennae search algorithm for multi-objective energy management in microgrid[C]. The 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Wuhan, China, 2018: 1599–1603. doi: [10.1109/ICIEA.2018.8397965](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2018.8397965).
- 李杰: 女, 1977年生, 工程师, 博士生, 研究方向为射频微波电路设计.
- 阎跃鹏: 男, 1963年生, 博士生导师, 研究员, 研究方向为集成电路设计, 射频微波电路设计.
- 梁晓新: 女, 1979年生, 硕士生导师, 研究员, 研究方向微波毫米波芯片及模块.