



## 共面波导型超导微波功分器：设计、制备和测试

张博 贺青 杨欣达 欧阳鹏辉 王轶文 韦联福

## Coplanar waveguide superconducting microwave power divider: Design, preparation and experimental tests

Zhang Bo He Qing Yang Xin-Da Ouyang Peng-Hui Wang Yi-Wen Wei Lian-Fu

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 70, 158501 (2021) DOI: 10.7498/aps.70.20210168

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210168>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### 极低温散粒噪声测试系统及隧道结噪声测量

Shot noise measurement for tunnel junctions using a homemade cryogenic amplifier at dilution refrigerator temperatures

物理学报. 2019, 68(7): 070702 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190114>

#### 1.5 T关节磁共振成像超导磁体的设计、制作与测试

Design, fabrication and test of superconducting magnet for 1.5 T dedicated extremity magnetic resonance imaging system

物理学报. 2017, 66(24): 248401 <https://doi.org/10.7498/aps.66.248401>

#### 低噪声超导量子干涉器件磁强计设计与制备

Design and fabrication of low-noise superconducting quantum interference device magnetometer

物理学报. 2019, 68(13): 138501 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190483>

#### 腔光力系统制备微波非经典态研究进展

Research progress in non-classical microwave states preparation based on cavity optomechanical system

物理学报. 2020, 69(5): 054203 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191735>

#### 基于波导间能量耦合效应的光子晶体频段选择与能量分束器

Photonic crystal frequency band selecting and power splitting devices based on the energy coupling effect between waveguides

物理学报. 2017, 66(11): 114208 <https://doi.org/10.7498/aps.66.114208>

#### 基于金刚石氮-空位色心自旋系综与超导量子电路混合系统的量子节点纠缠

Entanglement of quantum node based on hybrid system of diamond nitrogen-vacancy center spin ensembles and superconducting quantum circuits

物理学报. 2018, 67(7): 070302 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20172634>

## 共面波导型超导微波功分器: 设计、制备和测试\*

张博<sup>1)</sup> 贺青<sup>1)</sup> 杨欣达<sup>1)</sup> 欧阳鹏辉<sup>1)</sup> 王轶文<sup>2)</sup> 韦联福<sup>1)3)†</sup>

1) (西南交通大学信息科学与技术学院, 信息量子技术实验室, 成都 610031)

2) (西南交通大学物理科学与技术学院, 量子光电实验室, 成都 610031)

3) (东华大学理学院, 光子学实验室, 上海 201620)

(2021 年 1 月 24 日收到; 2021 年 3 月 21 日收到修改稿)

功分器是将信号按照一定比例进行功率分配的微波器件, 广泛应用于微波电路. 鉴于超导功分器是超导量子计算电路和超导微波光子探测器的重要器件单元, 本文首先采用奇偶模方法分析三端口微波网络传输特性以获取无隔离电阻功分器的参数, 其次通过商用电磁仿真软件 HFSS 设计了中心频率为 5 GHz、功分比为等分的共面波导型超导微波功分器. 然后利用微加工技术在硅基上制备了该原型器件, 并在极低温平台对其功分特性进行了实验测试. 结果表明, 所制备的功分器在 5—5.5 GHz 频段内的功分参数与设计参数一致. 因此, 本文工作可推广应用于超导微波电路中其他无源器件的设计和制备.

**关键词:** 共面波导, 超导微波功分器, 微加工, 极低温测试系统**PACS:** 85.25.-j, 84.40.Dc, 07.20.Mc**DOI:** 10.7498/aps.70.20210168

## 1 引言

共面波导型超导微波功分器是一种典型的微波无源器件<sup>[1]</sup>, 近年来它在微波光子计数、弱光探测、超导量子计算和射电天文等研究中发挥越来越重要的作用<sup>[2–8]</sup>. 例如, 文献<sup>[2]</sup>提出了利用超导功分器实现微波单光子分束来实现基于约瑟夫森结的微波单光子探测; 文献<sup>[9–12]</sup>设计了应用于弱光探测的微波动态电感探测器以及分析了超导微波器件在探测阵列中的应用; 文献<sup>[13,14]</sup>分别设计了具有宽带共模抑制性能的新型单端平衡功分器与小型化功分器; 文献<sup>[15]</sup>指出, 利用耦合线型滤波器所设计的高隔离率的功分器可有效提高非等分威尔金森 (Wilkinson) 功分器隔离度. 但是, 设计并制备出适用于各种超导量子计算电路和超导微波光子探测器应用的超导功分器仍是一个急

需解决的问题. 本文应用文献<sup>[16,17]</sup>中所报道的共面波导结构参数估计方法, 设计了中心频率为 5 GHz、功分比为等分的超导微波功分器, 并利用电磁仿真软件对所设计器件的微波传输特性进行了仿真. 进而, 利用微加工技术制备了铝金属膜的三端口共面波导型微波功分器. 由于铝金属的超导临界温度为 1.2 K, 所以在低于此温度的环境下, 该功分器就是一款超导微波功分器. 在工作温度为 20 mK 的极低温稀释制冷机环境下, 对该器件的微波传输特性进行了实验测试. 结果表明, 实测数据与设计 and 仿真的功分特性符合得很好.

## 2 共面波导型微波功分器设计和仿真

共面波导结构一般是由衬底基板、接地板以及中心导体构成, 如图 1 所示. 图中  $S$  ( $S = 2a$ ) 为共面波导中心导体宽度,  $W$  为中心导体到接地板宽度,

\* 国家自然科学基金 (批准号: 11974290, 61871333) 资助的项目.

† 通信作者. E-mail: lfwei@swjtu.edu.cn

$2b$  ( $2b = 2W + S = 2W + 2a$ ) 为接地板间隔,  $t$  为金属层厚度,  $h$  为衬底基板厚度,  $\varepsilon_0\varepsilon_r$  为衬底基板介电常数.

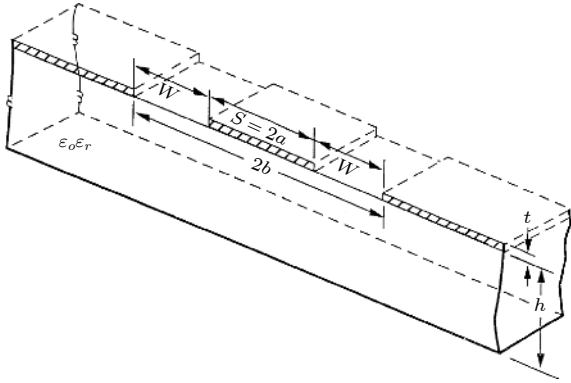


图 1 共面波导结构<sup>[18]</sup>

Fig. 1. Coplanar waveguide structure<sup>[18]</sup>.

共面波导特征阻抗按公式<sup>[18]</sup>

$$Z_c = \frac{1}{C_{CPW}v_p} = \frac{1}{cC_{air}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{30\pi}{C_{CPW}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (1)$$

计算. 式中,  $\varepsilon_{eff} = C_{CPW}/C_{air} = (\varepsilon_r + 1)/2$  为有效介电常数,  $C_{CPW} = C_1 + C_{air}$  为共面波导结构的总电容,  $C_1 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1)K(k)/K(k')$  为介电层部分电容,  $C_{air} = 4\varepsilon_0K(k)/K(k')$  为除介电层外的部分电容,  $v_p = c/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$  为波导中电磁波传输的相速度,  $c$  为真空中光速. 此外,  $K(k) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}} = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1-k^2(\sin\varphi)^2}}$  为第一类完全椭圆积分定义的椭圆函数, 它是满足  $K'(k) = K(k')$ ,  $K'(k') = K(k)$  关系的双周期亚纯函数. 参量

$$k = \frac{S}{S+2W} = \frac{a}{b}, \quad k' = \sqrt{1-k^2} \quad (2)$$

由共面波导几何结构参数确定.

本文的功分器是按照图 2 所示的威尔金森功分器结构进行设计, 其微波传输特性可通过奇偶模方法进行分析. 威尔金森功分器特点是当输出端口 2 与端口 3 匹配时, 具有无耗特性. 通过输出端口 2 与 3 之间的隔离电阻耗散掉反射功率, 实现端口 2 与端口 3 的隔离. 为简化分析, 我们假定归一化参量威尔金森功分器的端口 1、端口 2 与端口 3 的归一化特征阻抗为 1, 四分之一波长传输线的归一化特征阻抗为  $\sqrt{2}$ , 隔离电阻的归一化阻值  $R$  为 2.

奇偶模方法是在功分器的输出端口用对称与

反对称激励信号驱动来分析器件的微波传输特性. 其中, 偶模激励信号为  $V_{g2} = V_{g3} = 2V_0$ , 奇模激励信号为  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$ , 因此有效激励为  $V_{g2} = 4V_0, V_{g3} = 0$ . 当偶模信号激励时, 端口 2 与端口 3 对称, 这时图 2 中的 A 与 B 点处于开路状态. 因此, 对端口 2 而言, 输入阻抗  $Z_{in}^e = (A_{11}Z_L + A_{12})/(A_{21}Z_L + A_{22}) = Z_0^2/Z_L = 1$ , 端口 2 电压为  $V_2^e = V_0$ , 端口 1 电压为  $V_1^e = -j\sqrt{2}V_0$ . 当奇模信号激励时, 端口 2 与端口 3 激励相反, 这时图 2 中的 A 与 B 处于短路 (零电位) 状态. 相应地, 对端口 2 而言, 输入阻抗  $Z_{in}^o = R/2 = 1$ , 端口 2 电压仍为  $V_2^o = V_0$ , 但端口 1 电压则为  $V_1^o = 0$ . 所以, 三端口威尔金森功分器的散射矩阵可表示为

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

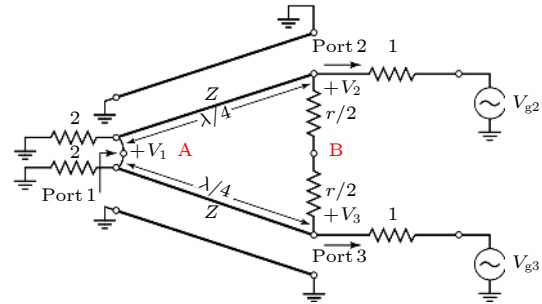


图 2 归一化参量的威尔金森功分器<sup>[19]</sup>

Fig. 2. Wilkinson power divider with the normalized parameters<sup>[19]</sup>.

本文的目的是, 在介电常数  $\varepsilon_r = 11.9$  的高阻硅衬底基板上制备中心频率  $f_c = 5$  GHz 的微波功分器. 假定衬底基板厚度为  $h = 500$   $\mu\text{m}$ 、金属层厚度为  $t = 120$  nm, 则基于以上的模型分析, 可以合适地设计中心导体宽度  $S$ 、中心导体到接地板间距  $W$ 、以及接地板间隔  $2b$ . 我们采用特征阻抗应为  $70.7 \Omega$  的四分之一波长传输线实现阻抗匹配. 此外, 为方便设计微波功分器测试焊点, 将共面波导的接地板间隔  $2b$  设计为相同数值, 即皆为  $50 \mu\text{m}$ . 这样, 通过改变中心导体宽度  $S$  的设计参数来实现共面波导阻抗的相应变化. 根据 (1) 式和 (2) 式, 表 1 列出了该微波功分器的结构参数, 即: 模数  $k = a/b$ 、中心导体宽度  $S$  和中心导体到接地板之间的间距  $W$  等的设计值.

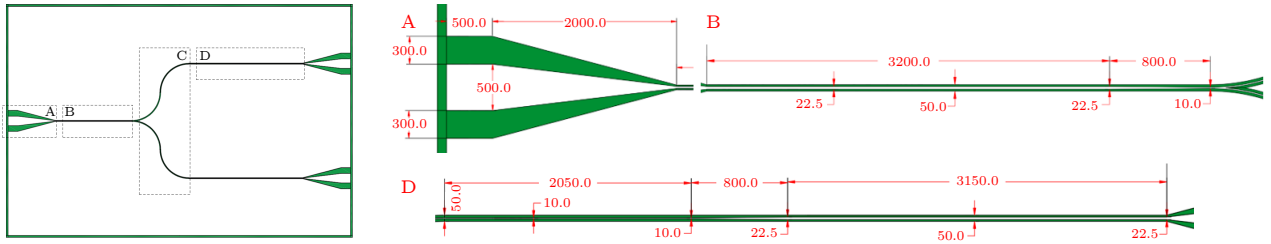


图 3 微波功分器的设计图及其尺寸图

Fig. 3. Designed microwave power divider.

 表 1 共面波导型微波功分器的参数设计值  
 Table 1. Parameters of the designed coplanar waveguide microwave power divider.

特征阻抗/ $\Omega$	椭圆积分模数 $k$	中心导体宽度 $S/\mu\text{m}$	中心导体与接地距离 $W/\mu\text{m}$
50	0.458	23	13.5
70.7	0.2	10	20

根据角频率为 $\omega$ 、波矢为 $\beta$ 、波长为 $\lambda_g$ 的电磁波传输的相速度公式

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{\omega}{\beta} = \lambda_g f_c \quad (4)$$

可知, 实现以上所述的阻抗匹配的四分之一波长传输线的长度 $l = \lambda_g/4$ 应为: $l = c/(4f_c\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}})$ . 由高阻硅衬底基板的介电常数值可得 $\epsilon_{\text{eff}} = (\epsilon_r + 1)/2 = 6.45$ , 所以对工作中心频率 $f_c$ 为 5 GHz 的微波功分器实现所需阻抗匹配的四分之一波长传输线的长度应设计为: $l = \lambda_g/4 \approx 5.906 \text{ mm}$ .

根据以上参数, 设计了如图 3 所示的微波功分器, 其尺寸为 18 mm×12 mm. 图 3 中白色为金属铝膜, 绿色为空隙. 图中方框 A 为点焊区域, 总长度为 2500  $\mu\text{m}$ ; 方框 B 依次为 3200  $\mu\text{m}$  的 50  $\Omega$  传输线与用于连接 50  $\Omega$  传输线到 70.7  $\Omega$  传输线的 800  $\mu\text{m}$  渐变线; 方框 C 是两段特征阻抗为 70.7  $\Omega$ 、半径为 1500  $\mu\text{m}$  的 90° 圆弧; 方框 D 依次为 2050  $\mu\text{m}$  的 70.7  $\Omega$  传输线、800  $\mu\text{m}$  的渐变线以及 3150  $\mu\text{m}$  的 50  $\Omega$  传输线.

利用电磁仿真软件, 建立了功分器参数化模型、设置合适的边界和激励条件, 进而对所设计的共面波导型功分器的微波传输特性进行了仿真, 获得了其  $S$  参数、插入损耗、回波损耗和工作带宽等参数. 如图 4 所示, 当频率范围为 4.75—5.25 GHz 时, 功分器的  $S_{11}$  参数值小于 -30 dB,  $S_{21}$  参数值大于 -3.096 dB. 仿真结果符合设计要求.

为器件测试的需要, 还设计了连接测试样品

与 SMA 接头的高频传输线 (PCB 板), 如图 5 所示. 仿真结果表明, 对信号频率为 4—6 GHz 的微波信号, 单进单出的高频传输线的  $S_{21}$  大于 -0.1 dB (图 5(a)); 两进两出的高频传输线的  $S_{21}$  大于 -0.145 dB. 插入损耗符合测试要求 (图 5(b)), 图中尺寸标注的单位为 mm.

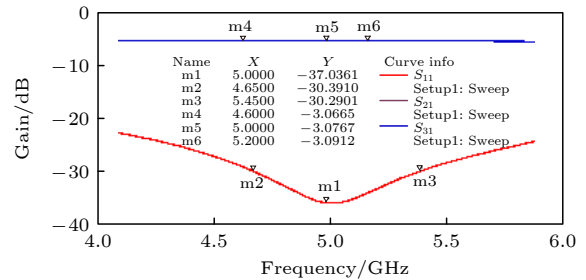


图 4 中心频率为 5 GHz 的微波功分器仿真结果

Fig. 4. Simulation results of the designed microwave power divider whose center frequency at 5 GHz.

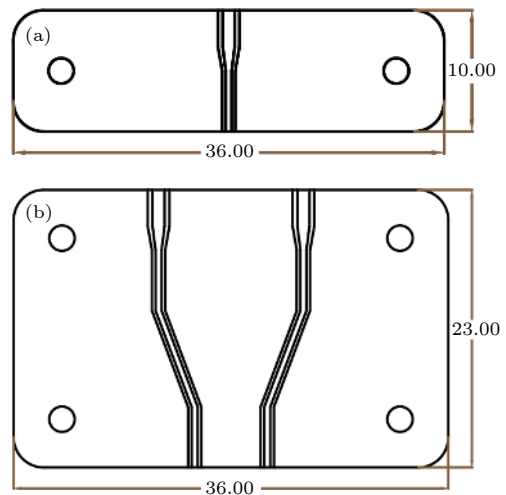


图 5 (a) 用于连接的单端口高频传输线设计 (单位: mm); (b) 用于连接的两端口高频传输线设计 (单位: mm)

Fig. 5. (a) Designed single-port high-frequency transmission line for connection (unit: mm); (b) the designed two-port high-frequency transmission line for connection (unit: mm).



### 3 共面波导型超导微波功分器制备和测试

基于以上的理论分析、设计和仿真, 完成了器件的制备及极低温下的微波传输特性测试.

#### 3.1 共面波导型超导微波功分器制备

器件的微加工工艺采用两英寸高阻硅片, 按以上功分器的设计尺寸首先设计了 3 个相同的功分器的掩模版 CAD 图形, 其中心频率为 5 GHz. 掩模版是在玻璃上制备相应图案的铬膜, 一般掩模版比所使用的硅片尺寸大一寸, 其三英寸掩模版最小线宽精度为 5  $\mu\text{m}$ .

本文中的微波功分器采用单层结构微加工工艺进行制备, 流程如图 6 所示. 制备步骤主要包含清洗硅片、磁控溅射镀膜、涂光刻胶、紫外线曝光、显影、刻蚀以及去除光刻胶等. 磁控溅射镀膜厚度为 120 nm 左右, 镀膜硅片电阻为 2—4  $\Omega$ ; 紫外线曝光时间为 3 s; 刻蚀是非常关键的步骤, 需要边观察边刻蚀, 未刻蚀完全以及过分刻蚀都会导致微波器件阻抗不匹配问题.

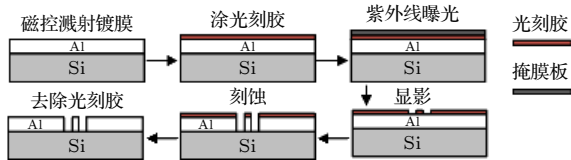


图 6 制备流程图

Fig. 6. Flow chart of microfabrication.

#### 3.2 共面波导型超导微波功分器测试

图 7 为所制备的功分器器件与测试用的高频传输线的连接实物图. 左端为微波出入口, 右端为两个输出端口.



图 7 超导微波功分器实物图, 器件尺寸为 18 mm  $\times$  12 mm

Fig. 7. Fabricated superconducting microwave power divider. Its size is 18 mm  $\times$  12 mm.

测量线路如图 8 所示, 主要包含矢量网络分析仪、功率放大器、低温低噪声放大器、隔离器、衰减器. 微波器件性能指标主要是回波损耗、插入损耗和驻波比等. 它们与  $S$  参数的关系为

$$\begin{cases} \text{RL} = -20 \lg(|\Gamma|) = -20 \lg(|S_{11}|) \text{ dB}, \\ \text{IL} = -20 \lg(|T|) = -20 \lg(|S_{21}|) \text{ dB}, \\ \text{VSWR} = \rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}. \end{cases} \quad (5)$$

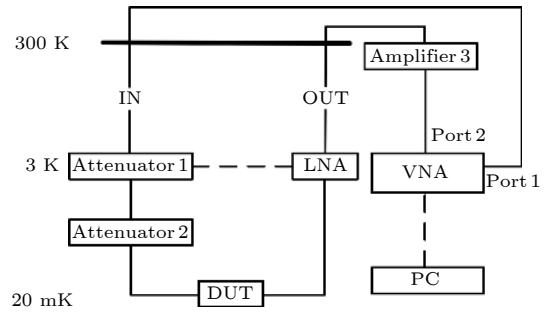


图 8 测量线路, 其中 DUT (device under test) 表示测试样品, Attenuator 为衰减器, LNA 为低温低噪声放大器, Amplifier 为功率放大器, VNA 为矢量网络分析仪, PC 为计算机<sup>[20]</sup>

Fig. 8. Measuring system. Here, DUT (device under test) means the tested sample, Attenuator is used to attenuated the measurement signals, LNA is low-temperature low-noise amplifier, Amplifier is for power amplification, VNA is the vector network analyzer, and PC is the computer<sup>[20]</sup>.

器件的测试是放置在稀释制冷机中温度为 20 mK 的 MC (mixing chamber) 盘上进行的. 这个温度远低于铝镀层 1.2 K 左右的超导转变温度, 所以该微波功分器实际上就是一种超导功分器. 受稀释制冷机的制冷功率影响, 为保证测量系统的灵敏度和噪声系数等的要求. 在温度为 3 K 的盘处测量信号输入侧采用低温同轴衰减器衰减输入信号, 测量信号输出侧采用低温低噪声放大器放大输出信号. 由此, 实现了噪声的有效抑制, 并使测量系统获得合适的增益. 表 2 是本射频信号测量系统的级联系统噪声系数 (NF) 和增益指标 (Gain) 分析结果. 测量过程中, 信号流向为矢量网络分析仪端口 1 发出 -60 dBm 的信号, 经过两个 -20 dB 的低温同轴衰减器, 到达超导微波功分器. 经过增益为 39 dB 的低温低噪声放大器, 在常温温区再经过增益为 26 dB 的功率放大器, 到达矢量网络分析仪端口 2. 这就完成了超导微波功分器微波传输特性的测量.

表 2 4—8 GHz 射频信号测量系统指标分析  
Table 2. Index analysis of the 4—8 GHz RF signal measurement system.

射频器件名称与指标	NF/dB	Gain/dB
低温同轴固定衰减器1	< 1	-20
低温同轴固定衰减器2	< 1	-20
低温低噪声放大器	0.03	39
功率放大器1	3	26
微波线缆与隔离器	4	-4
合计	18.5	21

由于所采用的矢量网络分析仪只有两个端口, 所以本微波功分器的测试需要进行 3 次测量, 其中包含 1 次背景噪声测量. 测量  $S_{21}(S_{31})$  时, 需要在端口 3 (端口 2) 接 50  $\Omega$  匹配; 测量系统增益时, 直接将信号输入侧与输出侧短接. 图 9 中所示的实验测量结果与表 2 中所示的射频信号测量系统增益计算结果相符, 均为 21 dB 左右. 这表明测量系统工作正常. 图 9 为  $S_{21}$  与  $S_{31}$  测量的原始数据, 图中的黄线表示无功分器时测量系统传输特性的原始数据.

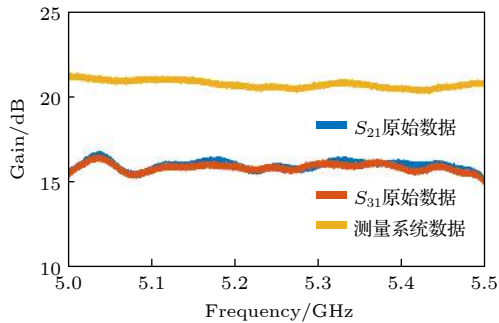


图 9 超导微波功分器微波传输特性测量原始数据  
Fig. 9. Measurement data of the superconducting microwave power divider.

将  $S_{21}$  与  $S_{31}$  的原始数据减去无功分器时测量系统传输特性的原始数据, 便可得到图 10 所示的超导微波功分器  $S_{21}$  与  $S_{31}$  测试结果. 通过与图 4 所示的仿真结果对比发现, 实际制备的功分器, 其中心频率在 5.25 GHz 左右, 这与设计仿真的结果存在少许差异. 主要原因有两点: 第一, 由于微加工工艺的精度有限, 特征阻抗为 70.7  $\Omega$  的四分之一波长阻抗匹配线部分可能刻蚀未完全, 导致阻抗匹配线变短, 频率变高; 第二, 采用的仿真软件并不是超导器件的专用软件, 所以器件仿真设置的参数与实际超导条件下的器件参数存在差异.

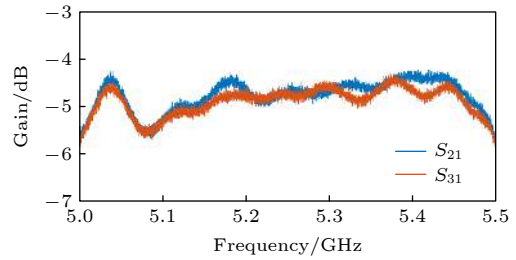


图 10 超导微波功分器的  $S_{21}$  与  $S_{31}$  测试结果  
Fig. 10. Measured  $S_{21}$  and  $S_{31}$  data of the superconducting microwave power divider.

## 4 结论与讨论

共面波导型超导微波功分器是超导电路的基本组成器件, 在超导量子计算和微波单光子探测等精密测量领域中有广泛的应用. 本文采用奇偶模方法分析三端口微波网络传输特性, 获取无隔离电阻功分器参数. 进而通过仿真软件设计了共面波导超导微波功分器. 利用微加工工艺制备了该功分器器件, 并在极低温条件下对其微波传输特性进行测量. 结果表明, 实测数据与设计和仿真的预期功分效果符合得很好. 本文工作可推广应用于超导微波电路中其他无源器件的设计和制备.

需要说明的是, 在超导微波功分器测试系统中, 需要进行多次衰减导致器件输入端的输入信号过小. 所以, 反射信号极小, 使得测量系统无法测量器件的  $S_{11}$  参数. 其次, 本文所设计的样品和所使用的样品盒均符合文献 [21] 中的共面波导结构设计要求, 因此样品盒本身其对所测试的功分器微波传输特性的影响是可以忽略, 本实验测量的  $S_{21}$  与  $S_{31}$  结果并不是理论预计的 -3 dB 左右, 主要是由于 SMA 接头与高频传输线焊接、高频传输线与功分器样品点焊、高频传输线与功分器样品中的不连续导致阻抗失配而引入的插损导致的.

## 参考文献

- [1] Li C G, Wang J, Wu Y, Wang X, Sun L, Dong H, Gao B, Li H, You L X, Lin Z R, Ren H, Li J, Zhang W, He Q, Wang Y W, Wei L F, Sun H C, Wang H B, Li J J, Qu J F 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 018501 (in Chinese) [李春光, 王佳, 吴云, 王旭, 孙亮, 董慧, 高波, 李浩, 尤立星, 林志荣, 任浩, 李婧, 张文, 贺青, 王轶文, 韦联福, 孙汉聪, 王华兵, 李劲劲, 屈继峰 2021 *物理学报* **70** 018501]
- [2] Chen Y F, Hover D, Sendelbach S, Maurer L, Merkel S T, Pritchett E J, Wilhelm F K, McDermott R 2011 *Phys. Rev. Lett.* **107** 217401
- [3] Opremcak A, Pechenezhskiy I V, Howington C, Christensen

- B G, Beck M A, Leonard J E, Suttle J, Wilen C, Nesterov K N, Ribeill G J, Thorbeck T, Schlenker F, Vavilov M G, Plourde B L T, McDermott R 2018 *Science* **361** 1239
- [4] Day P, Leduc H, Mazin B, Vayonakis A, Zmuidzinas J 2003 *Nature* **425** 817
- [5] Yan Z G, Zhang Y R, Gong M, Wu Y L, Zheng Y R, Li S W, Wang C, Liang F T, Lin J, Xu Y, Guo C, Sun L H, Peng C Z, Xia K Y, Deng H, Rong H, You J Q, Franco N, Fan H, Zhu X B, Pan J W 2019 *Science* **364** 753
- [6] Gong M, Chen M C, Zheng Y R, Wang S Y, Zha C, Deng H, Yan Z G, Rong H, Wu Y L, Li S W, Chen F S, Zhao Y W, Liang F T, Lin J, Xu Y, Guo C, Sun L H, Anthony D C, Wang H H, Peng C Z, Lu C Y, Zhu X B, Pan J W 2019 *Phys. Rev. Lett.* **122** 110501
- [7] Ye Y S, Ge Z Y, Wu Y L, Wang S Y, Gong M, Zhang Y R, Zhu Q L, Yang R, Li S W, Liang F T, Lin J, Xu Y, Guo C, Sun L H, Cheng C, Nvsen M, Meng Z Y, Deng H, Rong H, Lu C Y, Peng C Z, Fan H, Zhu X B, Pan J W 2019 *Phys. Rev. Lett.* **123** 050502
- [8] Zheng D L 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 018502 (in Chinese) [郑东宁 2021 物理学报 **70** 018502]
- [9] Mazin B 2004 *Ph. D. Dissertation* (Pasadena: California Institute of Technology)
- [10] Gao J S 2008 *Ph. D. Dissertation* (Pasadena: California Institute of Technology)
- [11] Liu X, Guo W, Wang Y, Dai M, Wei L F, Dober B, McKenney C M, Hilton G C, Hubmay J, Austermann J E, Ullom J N, Gao J, Ullom J N 2017 *Appl. Phys. Lett.* **111** 252601
- [12] Guo W, Liu X, Wang Y, Wei Q, Wei L F, Hubmayr J, Fowler J, Ullom J, Vale L, Vissers M R, Gao J 2017 *Appl. Phys. Lett.* **110** 212601
- [13] Gu Y, Guan B R 2019 *J. Microwaves* **35** 56 (in Chinese) [顾月, 官伯然 2019 微波学报 **35** 56]
- [14] Mao J F, Xia B 2020 *J. Microwaves* **36** 7 (in Chinese) [毛军发, 夏彬 2020 微波学报 **36** 7]
- [15] Deng P H, Dai L C 2012 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **60** 1520
- [16] Zhou P J, Wang Y W, Wei L F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 070701 (in Chinese) [周品嘉, 王轶文, 韦联福 2014 物理学报 **63** 070701]
- [17] Li H J, Wang Y W, Wei L F, Zhou P J, Wei Q, Cao C H, Fang Y R, Yu Y, Wu P H 2013 *China Sci. Bull.* **58** 2413
- [18] Rainee N S 2001 *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems* (New York: Wiley) p2
- [19] Pozar D M 2012 *Microwave Engineering* (4th ED) (New York: Wiley) p329
- [20] Cha E, Wadefalk N, Nilsson P, Schlee J, Moschetti G, Pourkabirian A, Tuzi S, Grahm J 2018 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **66** 4860
- [21] Li H J 2013 *M. S. Thesis* (Chengdu: Southwest Jiaotong University) (in Chinese) [李海杰 2013 硕士学位论文 (成都: 西南交通大学)]

# Coplanar waveguide superconducting microwave power divider: Design, preparation and experimental tests<sup>\*</sup>

Zhang Bo<sup>1)</sup>   He Qing<sup>1)</sup>   Yang Xin-Da<sup>1)</sup>   Ouyang Peng-Hui<sup>1)</sup>  
Wang Yi-Wen<sup>2)</sup>   Wei Lian-Fu<sup>1)3)†</sup>

1) (*Information Quantum Technology Laboratory, School of Information Science and Technology,  
Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China*)

2) (*Quantum Optoelectronics Laboratory, School of Physics Science and Technology,  
Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China*)

3) (*Photonics Laboratory, School of Science, Donghua University, Shanghai 201620, China*)

( Received 24 January 2021; revised manuscript received 21 March 2021 )

## Abstract

Power divider is a useful device that divides the power of signal into different subpowers at a certain ratio. The superconducting power divider plays an important role in various superconducting quantum computing circuits and superconducting microwave photon detectors. Therefore, in this paper we investigate how to design and prepare a typical coplanar waveguide superconducting microwave power divider. The parameters are designed by using the odd-even mode method to analyze the transport features of a three-port microwave network. Specifically, the microwave transport properties of the device with a center frequency of 5 GHz and 3 dB power division ratio are simulated. Then, the designed aluminum coplanar waveguide superconducting power divider on silicon is prepared by micro-processing technology and experimentally tested at low temperature. It is shown that the measurement results are consistent with the design parameters. It is noted that the center frequency of the actually prepared power divider is measured to be about 5.25 GHz, which is slightly different from the result of the design and simulation. This difference is probably due to the following main reasons. Firstly, the limited precision of the micromachining process is caused by the fact that the fabricated quarter-wave impedance matching line is etched incompletely, leading the length of the impedance matching line to be shortened. As a consequence, the frequency of the prepared power divider is slightly higher. Secondly, the simulation software is not designed specially for superconducting device simulations, thereby yielding the design parameters slightly different from those of the fabricated superconducting devices. Additionally, a series of attenuations has been used in the experimental test system of the superconducting microwave power dividers for reducing the various noises. This causes the input test signal to weaken, thus the reflected signal turns significantly small. Therefore, none of the  $S_{11}$  parameters of the device can be effectively measured. Finally, neither of  $S_{21}$  and  $S_{31}$  parameters measured in the experiment is the predicted  $-3$  dB, which is mainly due to the imperfections in the welding between SMA connectors and high-frequency transmission lines, and the spot welding between high-frequency transmission lines and power divider samples, and also due to the discontinuities of the high-frequency transmission line and the power divider and so on. All these factors can yield the tested insertion loss of the device. Hopefully, the method in this work can be extended to designing and preparing other passive superconducting microwave devices.

**Keywords:** coplanar waveguide, superconducting microwave power divider, microfabrication, low temperature measurement system

**PACS:** 85.25.-j, 84.40.Dc, 07.20.Mc

**DOI:** 10.7498/aps.70.20210168

<sup>\*</sup> Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11974290, 61871333).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: lfwei@swjtu.edu.cn