

多路任意功分比 Gysel 功分器

李虹萍^{1,2}, 陈海东^{1,2,3}, 薛 泉^{1,2,3}, 车文荃^{1,2,3}

(1. 华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510641; 2. 广东省毫米波与太赫兹重点实验室, 广东广州 510641;
3. 琶洲实验室, 广东广州 511442)

摘 要: 本文提出了一种多路任意功分比 Gysel 功分器, 通过传输线和电路理论对该结构进行了分析, 推导了满足任意路数和功分比的设计公式, 研究了设计变量对频率带宽的影响. 该结构适用于任意端口数、任意终端阻抗和任意功分比. 进一步, 通过对提出的 Gysel 功分器进行 ADS 和 HFSS 仿真, 分别设计中心频率在 3.5 GHz 的 4 路等分(1:1:1:1)和 4 路不等分(1:1.5:2:2.5) Gysel 功分器, 通过理论、仿真和测试结果的对比, 证明提出的设计公式的准确性, 从而为 Gysel 功分器的设计使用提供了理论和工程参考.

关键词: Gysel 功分器; 多路; 设计公式; 任意功分比; 任意终端阻抗

中图分类号: TN61 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2022)02-0383-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200942

N-way Gysel Power Divider with Arbitrary Power Dividing Ratio

LI Hong-ping^{1,2}, CHEN Hai-dong^{1,2,3}, XUE Quan^{1,2,3}, CHE Wen-quan^{1,2,3}

(1. School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China;
2. Guangdong Provincial Key Laboratory of Millimeter-Wave and Terahertz, Guangzhou, Guangdong 510641, China;
3. Pazhou Laboratory, Guangzhou, Guangdong 511442, China)

Abstract: A N -way Gysel power divider with arbitrary power dividing ratio is proposed in this paper. The structure is analyzed by transmission line theory and circuit theory. Design equations of the new N -way Gysel power divider with arbitrary power dividing ratio are derived. The influence of design variables in the design equations on the frequency bandwidth is studied in detail. The structure can be applied to arbitrary port number, arbitrary terminal impedance and arbitrary power dividing ratio. The N -way Gysel power divider is simulated by ADS and HFSS. Four-way equal and unequal Gysel power dividers are designed, fabricated and measured at center frequency of 3.5 GHz, with dividing ratio 1:1:1:1 and 1:1.5:2:2.5, respectively. By comparing the theoretical, simulated and measured results, it is shown that the N -way Gysel power divider with arbitrary power dividing ratio has good performance and can be taken as the reference of analytical and engineering applications.

Key words: Gysel power divider; N -way; design equations; arbitrary power dividing ratio; arbitrary terminal impedance

1 引言

功率分配/合成器(简称功分器)在微波/射频系统中起着重要的作用^[1]. Wilkinson 功分器是最为常用的功率分配和合成器件,但是隔离电阻与接地板间的分布电容效应限制了它在高功率场合的应用. Gysel 功分器隔离网络中的电阻接地,接地电阻可通过外接负载来代替,因而功率容量大,适用于高功率场合,在高功

率应用中表现出明显的优势^[2,3]. 近年来, Gysel 功分器越来越受到学术和工程领域的关注,学者们在多频^[4]、任意功分比^[5]、增大带宽^[6]、滤波功分^[7]、平衡功分^[8]、多路^[2,9]、小型化^[10]以及输出端口同相或反相^[11]等方面开展了各种深入的研究. 然而,大部分研究都是对两路 Gysel 功分器的性能提高和改进,对于三路甚至多路输出的 Gysel 功分器,特别是多路任意分配比的功分器,研究较少.

收稿日期: 2020-08-26; 修回日期: 2021-09-02; 责任编辑: 王天慧

基金项目: 广东省重点领域研发计划(No.2018B010115001); 国家自然科学基金(No.61771243); 广东省引进创新创业团队项目(No.2017ZT07X032)

我们曾分析和设计了一种多路的 Gysel 功分器,该结构的功分器具有任意功分比的特点,且可以在双层电路板上实现^[2]. 本文提出另外一种新结构的多路任意功分比 Gysel 功分器,通过传输线理论和电路理论对该结构进行了分析,并推导出了完整的设计公式,在此基础上进一步分析了设计变量对电路性能的影响. 利用 ADS 对原理性电路的仿真,来初步验证推导的公式,并以四路等分(1:1:1:1)和四路不等分(1:1.5:2:2.5)Gysel 功分器为示例,利用 HFSS 等全波电磁仿真软件对电路结构进行了优化设计. 仿真和测试结果证明了本文提出的多路任意功分比 Gysel 功分器的可实现性和设计公式的正确性.

2 设计思想与基本原理

2.1 电路拓补

新型的多路 Gysel 功分器结构拓扑图如图 1 所示,由分配网络和每两个输出端口之间的隔离网络组成. 对于多路(N 路)Gysel 功分器一共有 $N(N-1)/2$ 个隔离网络,若用 P_{mn} 表示端口 m 和端口 n 之间的隔离网络,其中, N, m, n 可取任意正整数,且满足 $m < n \leq N, N \geq 2$, 隔离网络 P_{mn} 的结构如图 2 所示. 将端口 m 和端口 n 之间的隔离网络中靠近端口 m 的传输线的特性阻抗用 Z_{mmm} 表示,靠近端口 n 的传输线的特性阻抗用 Z_{mnn} 表示. 该结构中传输线在中心频率处的电长度均为 90° ,显然, $N=2$ 时为典型的两路 Gysel 功分器.

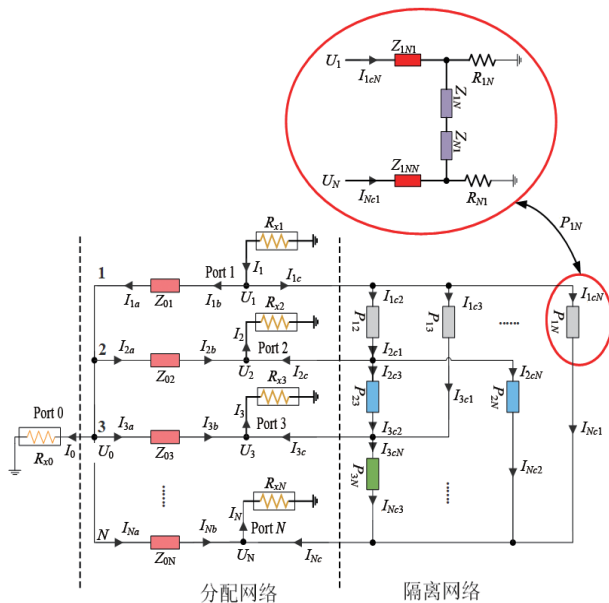


图 1 新型的多路任意功分比 Gysel 功分器结构图

2.2 理论分析

假设 N 路 Gysel 功分器各输出端口的功率比为

$$P_1 : P_2 : P_3 : \dots : P_N = k_1^2 : k_2^2 : k_3^2 : \dots : k_N^2 \quad (1)$$

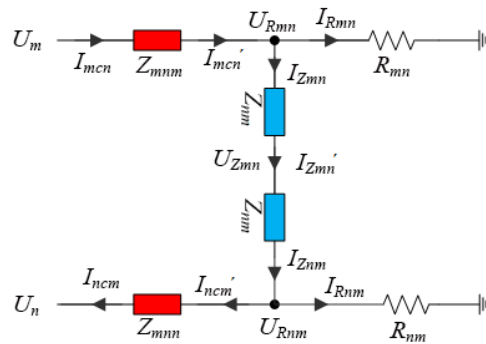


图 2 隔离网络 P_{mn} 的结构图

则分配网络中的传输线的特性阻抗为^[2]

$$Z_{0n} = \sqrt{\frac{(k_1^2 + k_2^2 + \dots + k_N^2)R_{x0}R_{xn}}{k_n^2}}, n=1, 2, 3, \dots, N \quad (2)$$

其中 R_{x0} 和 R_{xn} 分别是总口和各输出端口的负载阻值或输出阻抗值. 根据传输线 ABCD 方程和电路原理,电压 U_0 和从分配网络流入或流出隔离网络的电流为^[2]

$$\begin{cases} U_0 = -j \frac{U_1 R_{x0}}{Z_{01}} \\ I_{1c} = U_1 \left(\frac{1}{R_{x1}} - \frac{R_{x0}}{Z_{01}^2} \right) \\ I_{mc} = \frac{U_1 R_{x0}}{Z_{01} Z_{0m}} \\ m = 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (3)$$

对隔离网络 P_{mn} 进行分析,根据传输线理论,图 2 中各传输线的 ABCD 矩阵方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_m \\ I_{mcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{mmm} \\ j/Z_{mmm} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Rmn} \\ I'_{mcn} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{Rmn} \\ I_{Zmn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{mn} \\ j/Z_{mn} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Zmn} \\ I'_{Zmn} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{Zmn} \\ I'_{Zmn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{nm} \\ j/Z_{nm} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Rnm} \\ I_{Znm} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{Rnm} \\ I'_{ncm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{mnn} \\ j/Z_{mnn} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n \\ I_{ncm} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

根据基尔霍夫电流定律,有

$$\begin{cases} I'_{mcn} = I_{Rmn} + I_{Zmn} \\ I'_{ncm} = I_{Znm} - I_{Rnm} \end{cases} \quad (5)$$

图 2 中流入电阻 R_{mn} 和 R_{nm} 的电流可表示为

$$\begin{cases} I_{Rmn} = \frac{U_{Rmn}}{R_{mn}} \\ I_{Rnm} = \frac{U_{Rnm}}{R_{nm}} \end{cases} \quad (6)$$

联立式(4)~式(6),可以解得

$$\begin{cases} I_{mcn} = \frac{Z_{mn}^2 R_{mn} R_{nm}}{Z_{mnm}^2 (Z_{mn}^2 R_{nm} + Z_{nm}^2 R_{mn})} U_m \\ I_{ncm} = \frac{Z_{mn} Z_{nm} R_{mn} R_{nm}}{Z_{mnm} Z_{mnn} (Z_{mn}^2 R_{nm} + Z_{nm}^2 R_{mn})} U_m \\ n = 2, 3, 4, \dots, N \end{cases} \quad (7)$$

如果功分器各输出端口间理想隔离,假如端口 1 被激励,能量只从端口 1 输入,则其他端口的电压 U_m 和电流 I_m 等于 0,流过 Z_{01} 的电流 I_{1a} 等于流入总口的电流 I_0 ,并且在其他的输出端口之间的电流 I_{mcn} 和 I_{ncm} 也等于 0,即 $U_m = 0, I_{mcn} = I_{ncm} = 0, m \neq 1, m < n$. 由此,从分配网络流入或流出隔离网络的电流可以被表示为

$$\begin{cases} I_{1c} = \sum_{n=2}^N I_{1cn} = \sum_{n=2}^N \frac{Z_{1n}^2 R_{1n} R_{n1}}{Z_{1n1}^2 (Z_{1n}^2 R_{n1} + Z_{n1}^2 R_{1n})} U_1 \\ I_{nc} = I_{nc1} = \frac{Z_{1n} Z_{n1} R_{1n} R_{n1}}{Z_{1n1} Z_{1nn} (Z_{1n}^2 R_{n1} + Z_{n1}^2 R_{1n})} U_1 \\ n = 2, 3, 4, \dots, N \end{cases} \quad (8)$$

联立式(3)和式(8),可以得到

$$\begin{cases} \sum_{n=2}^N \frac{Z_{1n}^2 R_{1n} R_{n1}}{Z_{1n1}^2 (Z_{1n}^2 R_{n1} + Z_{n1}^2 R_{1n})} = \left(\frac{1}{R_{x1}} - \frac{R_{x0}}{Z_{01}^2} \right) \\ \frac{Z_{1n} Z_{n1} R_{1n} R_{n1}}{Z_{1n1} Z_{1nn} (Z_{1n}^2 R_{n1} + Z_{n1}^2 R_{1n})} = \frac{R_{x0}}{Z_{01} Z_{0n}} \\ n = 2, 3, 4, \dots, N \end{cases} \quad (9)$$

同样,若设端口 m 被激励,输出端口之间理想隔离时(其中 $m=1, 2, 3, \dots, N$),可以得到

$$\begin{cases} \sum_{n=1, n \neq m}^N \frac{Z_{mn}^2 R_{mn} R_{nm}}{Z_{mnm}^2 (Z_{mn}^2 R_{nm} + Z_{nm}^2 R_{mn})} = \left(\frac{1}{R_{xm}} - \frac{R_{x0}}{Z_{0m}^2} \right) \\ \frac{Z_{mn} Z_{nm} R_{mn} R_{nm}}{Z_{mnm} Z_{mnn} (Z_{mn}^2 R_{nm} + Z_{nm}^2 R_{mn})} = \frac{R_{x0}}{Z_{0m} Z_{0n}} \\ n = 1, 2, 3, \dots, N, n \neq m \end{cases} \quad (10)$$

可见,当不同的端口 m 被单独激励时,由端口间的理想隔离条件可以得到 N^2 个方程,联立这 N^2 个方程,可解得 N 路的 Gysel 功分器的设计公式为

$$\begin{cases} Z_{0m} = \sqrt{\frac{(K_1^2 + K_2^2 + \dots + K_N^2) R_{x0} R_{xm}}{K_m^2}} \\ Z_{mnm} = \sqrt{\frac{(K_1^2 + K_2^2 + \dots + K_N^2) R_{xm}}{K_n^2} \cdot \frac{R_{mn} R_{nm} Z_{mn}^2}{R_{mn} Z_{nm}^2 + R_{nm} Z_{mn}^2}} \\ Z_{mnn} = \sqrt{\frac{(K_1^2 + K_2^2 + \dots + K_N^2) R_{xn}}{K_m^2} \cdot \frac{R_{mn} R_{nm} Z_{nm}^2}{R_{mn} Z_{nm}^2 + R_{nm} Z_{mn}^2}} \\ m = 1, 2, 3, \dots, N, n = 1, 2, 3, \dots, N, m < n \end{cases} \quad (11)$$

式(11)可以用来设计该新型结构的多路任意功分比 Gysel 功分器,可实现任意输出端口数、任意功分比、任意终端阻抗和任意隔离阻抗值的多路 Gysel 功分器.

3 带宽分析

式(11)是基于单频点推导的结果,实际情况下色散不可避免,传输线和端口的阻抗对 Gysel 功分器的带宽起着不可忽视的影响.以二路($N=2$)等分 Gysel 功分器为例,为了简化分析,取端口阻抗值 $R_{x0}=R_{x1}=R_{x2}=50 \Omega, Z_{mn}$ 与 Z_{nm}, R_{mn}, R_{nm} 之间的关系为 $Z_{nm}=p_{mn} Z_{mn}, R_{nm}=q_{mn} R_{mn}$,选择不同的 Z_{12}, R_{12}, p_{12} 和 q_{12} 的值可获得不同的频率响应.例如:

(1)当 $R_{12}=50 \Omega, p_{12}=1, q_{12}=1$ 时, Z_{12} 分别取 $35 \Omega, 50 \Omega$ 和 65Ω ,各端口的回波损耗和输入到输出端口的传输系数带宽随着 Z_{12} 的增大而变窄,如图 3 所示;

(2)当 $Z_{12}=50 \Omega, p_{12}=1, q_{12}=1$ 时, R_{12} 分别取 35Ω 和 65Ω 时,其仿真结果如图 4 所示,结合图 3 中 $Z_{12}=50 \Omega$ 的仿真,可以看到随着 R_{12} 的增大,各端口回波损耗带宽增大,但是端口间隔离的带宽变窄;

(3)当 $Z_{12}=50 \Omega, R_{12}=50 \Omega, q_{12}=1$ 时, p_{12} 分别取 0.6 和 1.4 时,其仿真结果如图 5 所示,结合图 3 中 $Z_{12}=50 \Omega$ 的仿真结果,可以看出 p_{12} 影响着输出端口间的相对带宽,即 Z_{12} 和 Z_{21} 之间的相对值影响输出端口间的相对带宽;

(4)当 $Z_{12}=50 \Omega, R_{12}=50 \Omega, p_{12}=1$ 时, q_{12} 分别取 0.6 和 1.4 时,其仿真结果如图 6 所示,结合图 3 中 $Z_{12}=50 \Omega$ 的仿真结果,可以看到 q_{12} 同样对输出端口间的相对带宽有影响,影响程度小于 p_{12} .

由此可见,变量的选择对 Gysel 功分器的工作带宽具有一定的影响,实际应用中应选择合适的参数,以满足带宽的要求.此外, Gysel 功分器的带宽,不能像传统威尔金森功分器那样,通过增加级数来实现,其主要原因是隔离网络是色散的,因而无法在很宽的带宽内实现 180° 等相位差要求.虽然通过调节文中所分析的自由变量,可以在一定范围内调节带宽,但是带宽是有限的.基于二路功分器匹配带宽的进一步拓展,可以考虑采用耦合线^[12]、使用反相器^[13],或者改变隔离网络的布局^[14]来实现.

4 四路 Gysel 功分器的验证

为了验证设计式(11),以四路功分器为例,首先在 ADS 上进行了电路仿真,再通过 HFSS 软件的 3D 建模、仿真和优化等步骤,完成了等分和不等分两种不同结构的电路设计,最后进行了加工、测试和分析比较.

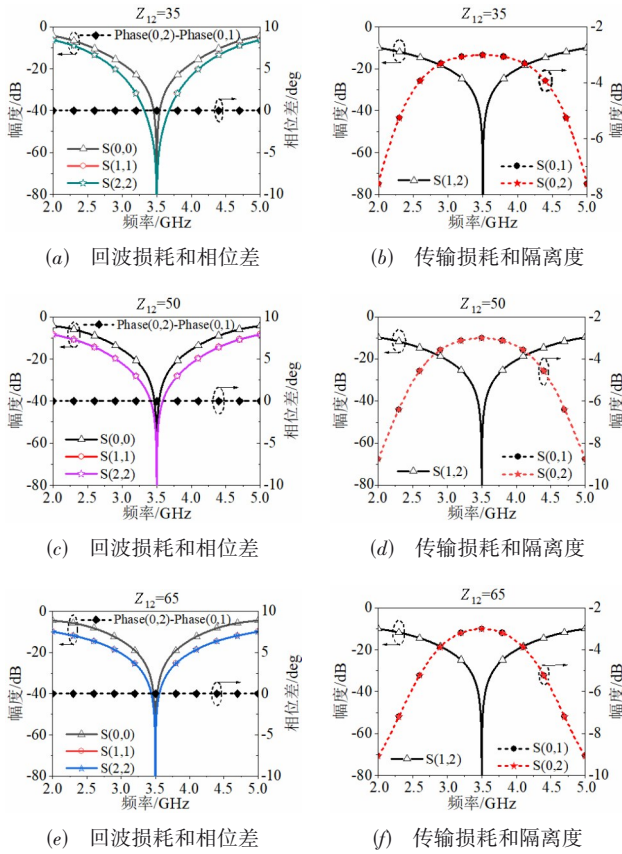


图3 Z_{12} 对二路等分Gysel功分器性能的影响情况

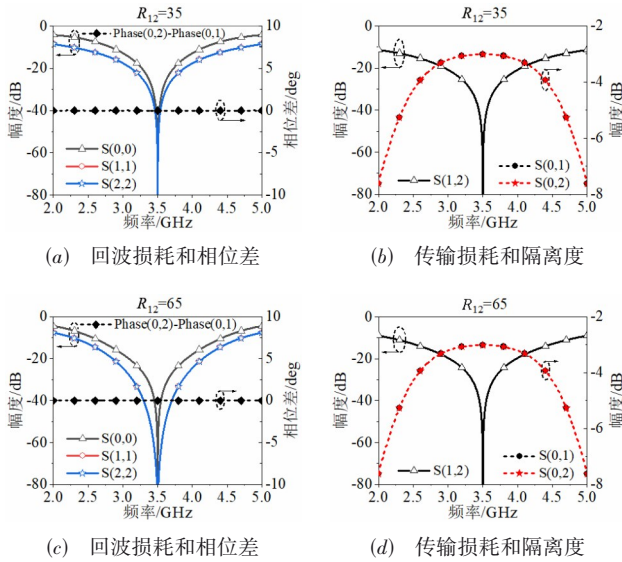


图4 R_{12} 对二路等分Gysel功分器性能的影响情况

4.1 基于ADS的理论仿真

考虑到电路带宽以及设计和实现的便利性,我们

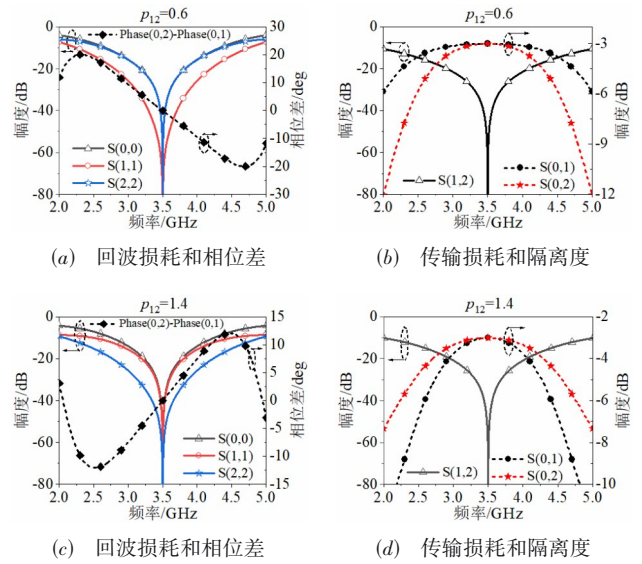


图5 p_{12} 对二路等分Gysel功分器性能的影响情况

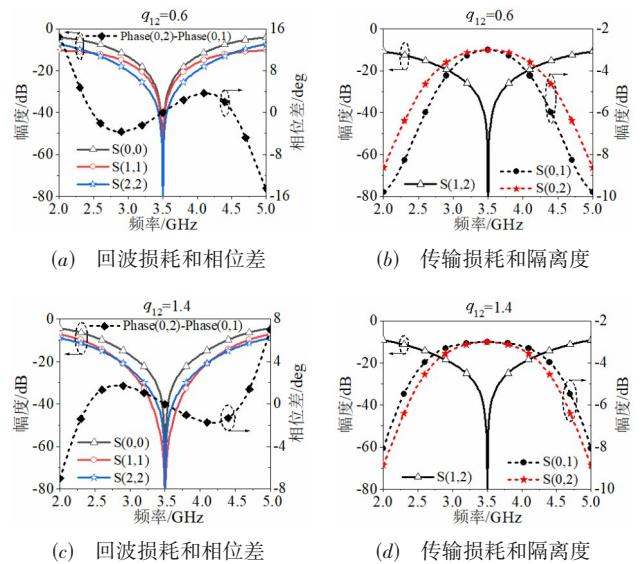


图6 q_{12} 对二路等分Gysel功分器性能的影响情况

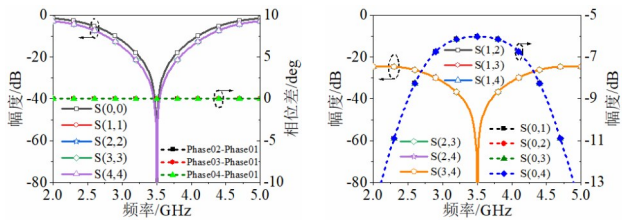
取式(11)中部分变量的值为 $R_{mn}=R_{nm}=50\ \Omega$, $Z_{mn}=Z_{nm}=35\ \Omega$, $R_{x0}=R_{xn}=Z_0=50\ \Omega$. 对于四路等分($k_1=k_2=k_3=k_4$)Gysel功分器,根据式(11),得到其他的设计参数为

$$\begin{cases} Z_{01}=Z_{02}=Z_{03}=Z_{04}=100\ \Omega \\ Z_{121}=Z_{122}=Z_{131}=Z_{133}=Z_{141}=Z_{144}=61.24\ \Omega \\ Z_{232}=Z_{233}=Z_{242}=Z_{244}=Z_{343}=Z_{344}=61.24\ \Omega \end{cases} \quad (12)$$

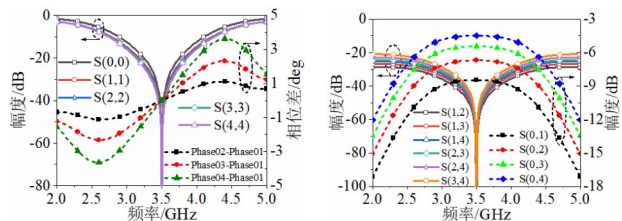
同样,对于四路不等分Gysel功分器,若假设功率分配比为 $k_1^2:k_2^2:k_3^2:k_4^2=2:3:4:5$,那么其他参数可以根据式(11)得到

$$\begin{cases}
 Z_{01} = \sqrt{7} Z_0 = 132.29 \Omega \\
 Z_{02} = \sqrt{\frac{14}{3}} Z_0 = 108.01 \Omega \\
 Z_{03} = \sqrt{\frac{7}{2}} Z_0 = 93.54 \Omega \\
 Z_{04} = \sqrt{\frac{14}{5}} Z_0 = 83.67 \Omega \\
 Z_{121} = Z_{233} = Z_{244} = 76.38 \Omega \\
 Z_{122} = Z_{133} = Z_{144} = 93.54 \Omega \\
 Z_{131} = Z_{232} = Z_{344} = 66.14 \Omega \\
 Z_{141} = Z_{242} = Z_{343} = 59.16 \Omega
 \end{cases} \quad (13)$$

按照上述设计参数,通过 ADS 软件仿真设计四路等分和不等分 Gysel 功分器,仿真结果如图 7 所示. 由图 7 可以看出,四路等分和不等分 Gysel 功分器的各端口回波损耗大于 20 dB 的带宽分别为 13.99% 和 14.57%,在此范围内,幅度不一致性约为 0.079 5 dB 和 0.105 1 dB,输出端口间隔高度分别大于 38.74 dB 以及 35.13 dB.



(a) 等分电路回波损耗和相位差 (b) 等分电路传输损耗和隔离度



(c) 不等分电路回波损耗和相位差 (d) 不等分电路传输损耗和隔离度

图 7 四路等分/不等分 Gysel 功分器 ADS 仿真结果

4.2 基于 HFSS 的建模和仿真设计

基于 2D 平面电路的仿真结果,由于忽略了结构、耦合等影响,因此不确定度较大. HFSS 等全波仿真软件可以较好地满足 3D 结构的仿真分析. 图 8 为四路等分 Gysel 功分器的仿真模型图,该电路为背靠背的双层结构,其中上层为功分网络和部分隔离网络,下层为剩余的隔离网络,中间层为 4 mm 厚度的公共金属地层,上、下层之间用包覆聚四氟乙烯 (PTFE) 的垂直过渡来确保连接和阻抗匹配. 电路层 PCB 基材为 Rogers 公司

的 RT-5880,厚度为 0.787 mm,其介电常数和损耗角正切值分别为 $\epsilon_r=2.2$ 和 $\tan\delta=0.0009$,微带线设为厚度为 0 的理想导体.

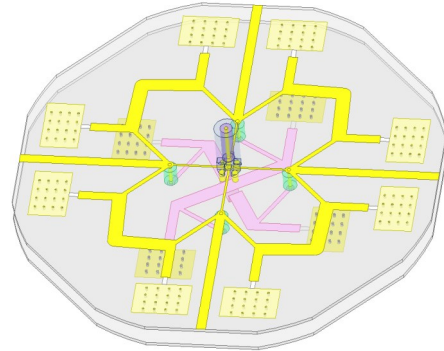


图 8 四路等分 Gysel 功分器的仿真模型

4.3 结构设计和测试

图 9 是四路等分和不等分 Gysel 功分器的剖视图,上下电路通过螺丝固定在中间公共金属地层上. 垂直过渡针为直径 1 mm 的铜芯,而 PTFE 的直径根据优化的结果分别设定为 1.8 mm 和 1.32 mm. 各个分口采用了传统的 SMA 连接器,而总口(输入端口 0)则按需做匹配设计,并通过焊接与半钢电缆相连.

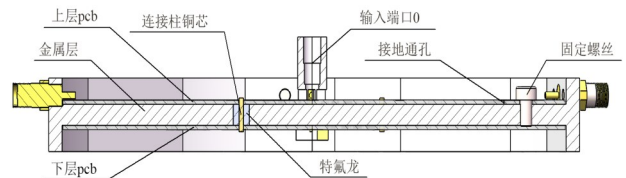


图 9 四路 Gysel 功分器的剖视图

图 10 分别为四路等分 Gysel 功分器的上、下层电路示意图,由于交叉线路的存在,在功分器下层采用了一个桥式结构来实现电路布局,该桥式结构通过一个厚度为 0.05 mm 的铜皮连接了图 10(b)中的点 A 和 B. 四路不等分 Gysel 功分器的电路布局和图 9、图 10 类似. 图 11 为四路等分 Gysel 功分器的加工实物图. 图 12 是四路等分 Gysel 功分器 HFSS 仿真和测试结果对比图. 可以看出,回波损耗大于 15 dB 的带宽为 20.03%,在此范围内输出端口的隔离度是 17.83 dB,传输损耗为 0.665 7 dB;而回波损耗大于 20 dB 的带宽为 7.93%,输出端口间隔高度为 17.95 dB,传输损耗为 0.482 dB.

图 13 是四路不等分功分器的 HFSS 仿真和测试结果对比图. 同样可以看出回波损耗大于 15 dB 的带宽为 15.21%,输出端口间隔高度为 18.97 dB,此时各端口传输损耗最大为 0.593 dB;而对应的回波损耗大于 20 dB 的带宽为 6.86%,端口间隔高度为 19.65 dB,此时各端口传输损耗最大为 0.579 dB. 在中心频率处,输出分配比约为 1:1.32:1.9:2.34.

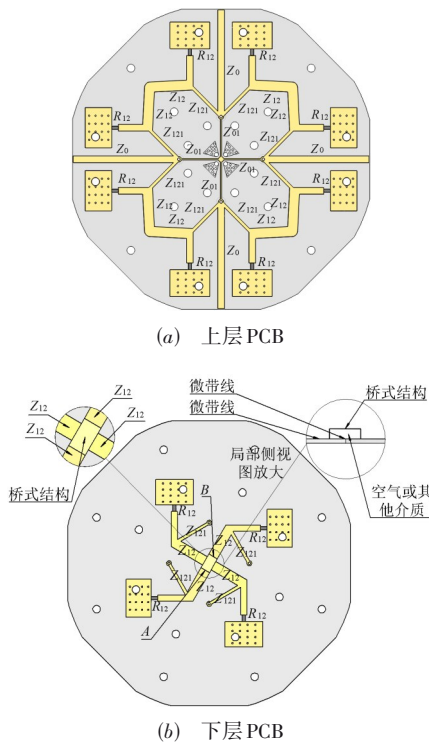


图 10 四路等分 Gysel 功分器上、下层 PCB

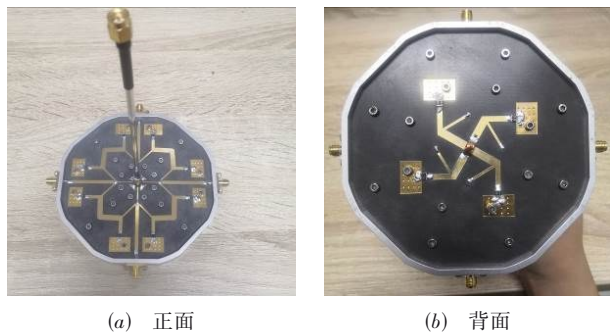


图 11 四路等分 Gysel 功分器加工实物图

从仿真和测试的结果可以看出,测试的损耗大于仿真的结果,其原因主要是仿真时所有金属都设置为理想导体,此外,总口的半钢电缆在测试中并没有被校准掉. 总体来说,测试结果和仿真结果相近,性能指标良好,进一步验证了理论的准确性.

5 讨论

本文提出了一种多路 Gysel 功分器,从理论上可以实现任意的功分比,然而在实际的电路加工中,受介质基板的介电常数和厚度的影响,微带线等平面传输线可实现的特性阻抗最大值为 120~130 Ω,传输线阻抗的限制会限制 Gysel 功分器的最大功分比. 此外由式(11)可以看出,各端口的阻抗值会影响电路分配网络中微带线 Z_{0m} 的取值,随着端口阻抗的增大,可实现的最大

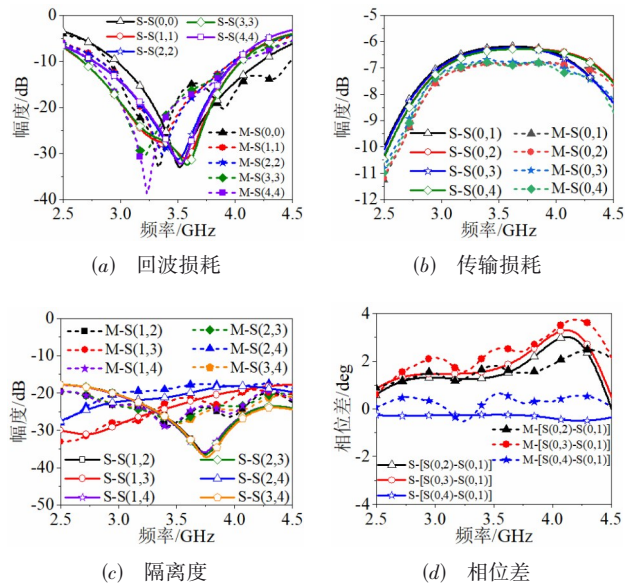


图 12 四路等分 Gysel 测试结果与 HFSS 仿真结果

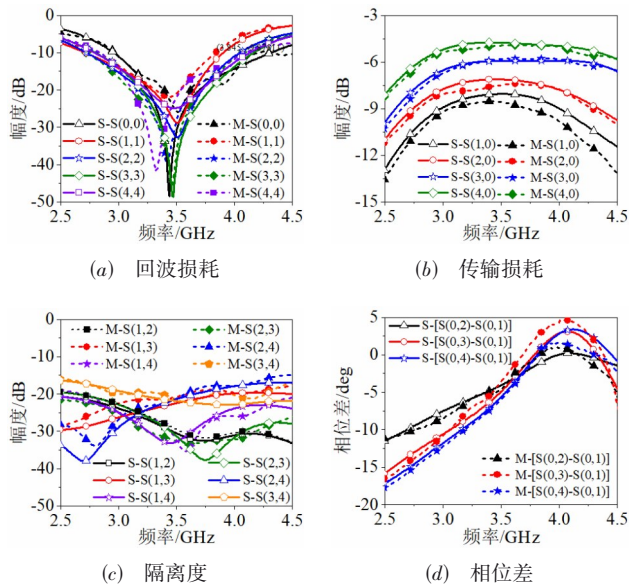


图 13 四路不等分 Gysel 测试结果与 HFSS 仿真结果

功率比减小. 以典型的两路 Gysel 功分器即 $N=2$ 为例,当三个端口的端口阻抗均为 50 Ω 时,可实现的最大功分比在 5:1 左右;若各端口阻抗均为 40 Ω,可实现的最大功分比约为 9:1. 如果需要进一步提升功分比的值,那么可以通过其他技术来解决,例如,引入 DGS^[15,16]、偏置双面平行带状线(DSPSL)^[17]或耦合线^[18]等.

此外,针对部分现有的设计,例如文献[1]的小型化方案,以及文献[2]的多路设计方案. 本设计具有一定的优点. 文献[1]主要是针对传统的两路 Gysel 功分器,采用耦合线的方式进行了小型化设计,其突出优点是结构更为紧凑,但是潜在的问题是多路条件下的小

型化设计的可行性尚不明确,且耦合线的存在,降低了电路的实际功率容量.而文献[2]的工作和本工作一样,都是提出一种可以满足多路任意分配比 Gysel 功分器的设计方法,两者功率分配网络一样,但是隔离网络的设计具有较大的差异.文献[2]中的隔离网络因为含有一个公共的节点,三路及以上的多路功分器都需要背靠背形式的双层电路结构.而本文采用的隔离网络结构,可以使得电路在三路及以内,只需一层电路板,因此结构更为紧凑.但是本设计的缺点是随着路数的增多,可能需要两层、三层以及更多的电路层.表 1 是文献[1,2]和本设计在结构复杂度上的对比结果,由此可见,针对不同需求的功分器,应该采用不同的设计方案,以满足结构简单、成本低等指标要求.

表 1 本文与现有工作的结构复杂度对比

对比	电路板层数			
	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$
文献[1]	1	—	—	—
文献[2]	2	2	2	2
本文	1	1	2	≥ 2

6 结论

本文提出了一种新型的实现多路任意功分比 Gysel 功分器的结构,推导了该结构的设计公式,并分析了设计公式中自由变量对带宽的影响,通过 ADS 仿真验证了基于该结构的四路等分和不等分 Gysel 功分器,利用 HFSS 仿真设计了四路等分和不等分 Gysel 功分器,并进行了加工和测试.由仿真和测试结果可以看出,该新型结构的多路任意功分比 Gysel 功分器性能良好,该结构同时适用于任意端口数、任意终端阻抗和任意功分比,且带宽可调.

参考文献

[1] 毛军发,夏彬.一种新型小型化功分器[J].微波学报,2020,36(1):7-11.
MAO J F, XIA B. A new kind of compact power divider [J]. Microwave Journal, 2020, 36(1): 7-11. (in Chinese)

[2] CHEN H D, ZHOU Y H, ZHANG T Y, et al. N-way Gysel power divider with arbitrary power-dividing ratio[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(2): 659-669.

[3] 顾超.微波高集成度小型化功率分配/合成网络的研究[D].南京:南京理工大学,2015.
GU C. Research on Microwave Highly Integrated and Miniaturized Power Distribution/Combination Network[D]. Nanjing, China: Nanjing University of Science and Tech-

nology, 2015. (in Chinese)

[4] SUN Z, ZHANG L, YAN Y, et al. Design of unequal dual-band Gysel power divider with arbitrary termination resistance[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(8): 1955-1962.

[5] WU Y, LIU Y, LI S. A modified Gysel power divider of arbitrary power ratio and real terminated impedances[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(11): 601-603.

[6] GHAREHAGHAJI H S, SHAMSI H. Design of unequal dual band Gysel power divider with isolation bandwidth improvement[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(2): 138-140.

[7] WANG K X, ZHANG X Y, HU B. Gysel power divider with arbitrary power ratios and filtering responses using coupling structure[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(3): 431-440.

[8] WU L, GUO Y, MAO J. Balanced-to-balanced Gysel power divider with bandpass filtering response[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(12): 4052-4062.

[9] ARDEMAGNI F. An optimized L-band eight-way Gysel power divider-combiner[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1983, 31(6): 491-495.

[10] REN X, SONG K, ZHANG F, et al. Miniaturized Gysel power divider based on composite right/left-handed transmission lines[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(1): 22-24.

[11] ZHU H, CHENG Z, GUO Y J. Design of wideband in-phase and out-of-phase power dividers using microstrip-to-slotline transitions and slotline resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(4): 1412-1424.

[12] DARWISH A, MCKNIGHT K, ZAGHLOUL M, et al. Simple broadband Gysel combiner with a single coupled line[C]//2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium(IMS). San Francisco, USA: IMS, 2016: 1-4.

[13] LIN F, CHU Q X, GONG Z, et al. Compact broadband Gysel power divider with arbitrary power-dividing ratio using microstrip/slotline phase inverter[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(5): 1226-1234.

[14] ORAIZI H, SHARIFI A-R. Optimum design of a wideband two-way Gysel power divider with source to load impedance matching[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(9): 2238-2248.

- [15] 陈春红, 李娜, 吴文. 基于 DGS 的微带 DBR 双工器的研究[J]. 电子学报, 2012, 40(1): 14-18.
CHEN C H, LI N, WU W. Study on the microstrip DBR diplexer based on DGS[J]. Acta Electronica Sinica, 2012 (1): 14-18. (in Chinese)
- [16] 杨瑾屏, 吴文. 新型 DGS 双频 Wilkinson 功分器的研究与设计[J]. 电子学报, 2009, 37(2): 338-341.
YANG J P, WU W. Design of dual-band Wilkinson power divider defected using ground structure[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(2): 338-341. (in Chinese)
- [17] 杨国彪, 车文荃, 顾黎明. 一种带有反相单元的小型化宽带双面平行带线混合环[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1452-1455.
YANG G B, CHE W Q, GU L M. A miniaturized wide-band double-sided parallel strip line(DSPSL) hybrid coupler with phase inverter[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1452-1455. (in Chinese)
- [18] XIA B, CHENG J D, XIONG C, et al. A new Gysel out-of-phase power divider with arbitrary power dividing ratio based on analysis method of equivalence of N-port networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(2): 1335-1343.



车文荃 女, 1968 年生, 四川邻水人. 现为华南理工大学教授、博士生导师. 中国电子学会会士, IEEE Fellow. 主要研究方向为电磁理论与计算电磁学、射频集成电路与天线、微波技术在医学上的应用.

E-mail: eewqche@scut.edu.cn

作者简介



李虹萍 女, 1995 年生, 江西赣州人. 现为华南理工大学电子与信息学院硕士研究生. 主要研究方向为射频无源电路和新材料应用.

E-mail: li_hongping123@163.com



陈海东(通讯作者) 男, 1978 年生, 江苏南通人. 现为华南理工大学副研究员、博士生导师. 中国电子学会高级会员, IEEE Senior Member. 主要研究方向为微波/毫米波电路与系统、自动化测试以及新材料在微波领域的应用.

E-mail: chenhd@scut.edu.cn



薛泉 男, 1966 年生, 四川西昌人. 现为华南理工大学教授、博士生导师, IEEE Fellow. 主要研究方向为无线通信、微波射频电路与系统、毫米波与太赫兹技术、微波集成电路和天线.

E-mail: eeqxue@scut.edu.cn