

## 具有平坦通带、高选择性和增强带外抑制的无反射带通滤波器

陈玮, 吴文亮, 夏明汕, 黄梦醒

(海南大学信息与通信工程学院, 海南海口 570228)

**摘要:** 当前, 无反射滤波器的设计面临选择性不足与通带平坦度欠佳等挑战。为此, 提出一种双端口微带线无反射带通滤波器拓扑结构, 旨在为解决上述难题提供设计参考。该微带电路拓扑由两段平行耦合微带线通过短路支节连接构成, 并联一组对称的带阻滤波器, 利用其内部电阻吸收无法传输的信号。通过对含传输零点的集总元件滤波器进行分析与转换, 实现了具有高选择性的微带带通滤波器。此外, 提出的设计流程能够适配不同中心频率与带宽要求, 相较于其他设计方法具有更高的灵活性。为验证该设计, 制造了中心频率为 2.5 GHz 的微带带通滤波器。测试结果表明, 3 dB 带宽为 960 MHz (相对带宽 38.4%), 兼具高选择性与平坦的通带响应; 10 dB 反射带宽达 203%, 带外抑制超过 30 dB。

**关键词:** 耦合结构; 无反射带通滤波器; 平坦通带; 高选择性

**中图分类号:** TN713

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2026064

## Reflectionless bandpass filter with flat passband, high selectivity, and enhanced out-of-band suppression

Chen Wei, Wu Wenliang, Xia Mingshan, Huang Mengxing

School of Information and Communication Engineering, Hainan University, Haikou 570228, China

**Abstract:** Currently, the design of reflectionless filters was challenged by insufficient selectivity and insufficient flatness. Therefore, a two-port microstrip reflectionless bandpass filter topology was proposed to provide a reference for addressing these challenges. The topology of this microstrip circuit was composed of two parallel coupled microstrip lines connected by two short stubs, along with a pair of symmetrical bandstop filter (BSF) connected in parallel, where resistors were used to absorb signals that cannot be transmitted. By analyzing and converting the lumped-element filter with transmission zeros, a microstrip bandpass filter with high selectivity was achieved. Furthermore, the proposed design process could be adapted to meet different requirements for center frequency and bandwidth, offering greater flexibility compared to other design methods. To validate this design, a microstrip bandpass filter with a center frequency of 2.5 GHz was developed. The measurement results indicate that the 3 dB bandwidth is 960 MHz (fractional bandwidth 38.4%), and high selectivity along with a flat passband response are exhibited. The BPF exhibits a 10 dB reflection bandwidth of 203% and an out-of-band rejection of more than 30 dB.

**Keywords:** coupled line structure, reflectionless bandpass filter, flat passband, high selectivity

收稿日期: 2026-01-03; 修回日期: 2026-03-05

通信作者: 黄梦醒, huangmx09@163.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62504065, No.62464005); 海南省科技重大项目 (No.ZDKJ2021022)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62504065, No.62464005), Hainan Province Science and Technology Major Project (No.ZDKJ2021022)

## 0 引言

在现代射频系统中,滤波器是不可或缺的关键组件,其性能直接决定整个系统的表现。传统滤波器能实现有效的频带分离,但不可避免地会将带外信号反射回信源,从而降低混频器等敏感前端电路的线性度<sup>[1-3]</sup>。这种反射现象不仅损害信号完整性,更会限制通信收发机的实际工作性能。为突破这一局限,无反射滤波器应运而生。与传统滤波器不同,无反射滤波器通过吸收带外信号而非反射的方式,有效提升系统稳定性和线性度<sup>[4-5]</sup>。

基于这一优势,近年来学术界已实现了多种无反射与准无反射滤波器拓扑结构<sup>[5-19]</sup>。集总元件方案虽能实现无反射特性<sup>[5-8]</sup>,但其通常需要大量元件,结构复杂,且频率扩展性受限。这些局限性推动了分布式元件设计的发展<sup>[9-22]</sup>,该方案在集成度与高频工作性能方面具有显著优势。

随着对高性能无反射滤波器需求的日益增长,提升其频谱选择性已成为当前的研究重点。然而,这些方法普遍存在设计复杂度高、加工容差要求严苛及可扩展性有限等问题,制约了其实际应用。文献[17]提出的对称无反射拓扑结构实现了分布式耦合线带通滤波器,在改善通带平坦度和带外选择性的同时,却因未引入传输零点导致选择性提升有限,且负长度线近似会引发寄生响应。文献[18]采用基于数字滤波器的横向结构实现了具有Dolph-Chebyshev型响应和平坦群时延的无反射带通滤波器,但实际原型仅表现为准无反射特性,且更高选择性需通过增加路径实现,导致电路复杂度显著上升。

为应对上述挑战,本文提出了一种基于平行耦合微带线与集成吸收式带阻滤波器( absorptive bandstop filter, ABSF)相结合的新型无反射带通滤波器拓扑结构,并采用“理想集总参数综合→微带线分布参数实现”的流程进行设计。该设计中,带通滤波单元通过产生传输零点实现高选择性与陡峭的带外衰减,并联吸收式带阻滤波器则有效抑制双端口反射,从而提高系统线性度与稳定性。此外,通过先在集总元件原型中引入传输零点,再将其转换为分布式元件结构,本文滤波器兼具宽通带、高选择性、平坦通带响应、强带外抑制及设计灵活等综合优势。该拓扑结构可根据实际指标要求进行参数化设计,使滤波器性能满足多样化应用需求。这些特性表明,本文的设计是下一代射频前端的理想

候选方案,特别适用于对滤波器性能有严格要求的应用场景。

## 1 具有传输零点的集总元件滤波器转换为微带线滤波器的研究

在特定通信环境(如海洋通信)中,接收信号质量通常面临严苛要求。传统滤波器函数中,切比雪夫与椭圆滤波器虽具有优良的选择性,但其通带内的幅度纹波可能对信号传输造成干扰。相比之下,巴特沃思滤波器具有平坦的通带响应,能有效保障信号完整性,但其选择性相对有限。为解决这一问题,本文提出一种基于巴特沃思滤波器的改进方案,通过在通带外引入传输零点以提升滤波器选择性。该方法在保持通带平坦度的同时,显著改善了阻带的衰减性能,为高质量通信系统中的滤波器设计提供了有效的解决方案。

图1展示了一种新型三阶双端口巴特沃思带通滤波器(bandpass filter, BPF)拓扑结构,该结构通过引入传输零点显著提升了滤波器的频率选择性。

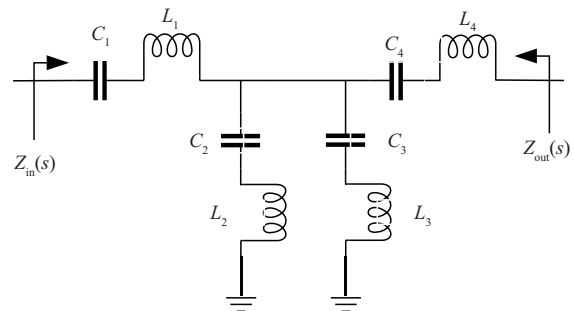


图1 带有传输零点的巴特沃思带通滤波器结构

与无零点的传统拓扑相比,本文设计通过在基本谐振电路中附加具有不同谐振频率的并联支路,成功实现了多个传输零点。该拓扑既保留了巴特沃思滤波器固有的平坦通带特性,又通过零点的引入显著改善了阻带衰减特性。为验证该拓扑的性能,本文以中心频率2.5 GHz、带宽1.2 GHz、传输零点位于1.8 GHz与3.48 GHz的三阶带通滤波器为例,给出具体计算过程,即

$$H(s) = \frac{1.042s^2 + 2.042}{s^3 + 2.411s^2 + 2.365s + 2.042} \quad (1)$$

其中, $H(s)$ 为巴特沃思带通滤波器 $S$ 域传输函数。传输函数 $H(s)$ 决定了滤波器的频域响应特性,元件值计算式则是将该响应转化为实际电路参数的数学

工具，二者通过滤波器综合理论直接对应。具体元件计算式为

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \frac{g_1 \cdot Z}{FSF} \\
 L_2 &= L_1 \frac{1 + \left(\frac{f_{z1}}{f_0}\right)^2}{2(M_{12} \cdot FBW)} \\
 L_3 &= L_2 \frac{1 + \left(\frac{f_{z1}}{f_0}\right)^2}{1 + \left(\frac{f_{z2}}{f_0}\right)^2} \\
 L_4 &= L_1 \\
 C_k &= \frac{1}{\omega_0^2 L_k}, k = 1, 2, 3, 4
 \end{aligned} \tag{2}$$

其中， $g_1$ 为查表得到的巴特沃思滤波器的归一化值， $Z=50 \Omega$ 为端口阻抗， $C_k$ 和 $L_k$ 分别对应图 1 中的电容和电感， $f_{z1}$ 和 $f_{z2}$ 分别代表 1.8 GHz 和 3.48 GHz 处极点频率， $f_0$ 代表中心频率，FSF 代表频率变换系数，FBW 为相对带宽， $L_2 C_2$ 与 $L_3 C_3$ 电路之间耦合系数记作 $M_{12}$ 。 $M_{12}$ 、FBW 和 FSF 的计算式分别为

$$\begin{aligned}
 M_{12} &= \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} \\
 FBW &= \frac{BW}{f_0} \\
 FSF &= 2\pi f_0
 \end{aligned} \tag{3}$$

其中， $g_2$ 为查表得到的巴特沃思滤波器的归一化值，BW 代表带宽。

基于式(1)~式(3)，得到含传输零点的三阶带通滤波器元件值，如表 1 所示。在相同条件下，不同传递函数对应的通带平坦度对比如图 2 所示。

表 1 含传输零点的三阶带通滤波器元件值

元件	取值
$C_1/\text{pF}$	1.06
$C_2/\text{fF}$	914.8
$C_3/\text{fF}$	472.8
$C_4/\text{pF}$	1.06
$L_1/\text{nH}$	3.84
$L_2/\text{nH}$	8.57
$L_3/\text{nH}$	4.43
$L_4/\text{nH}$	3.84

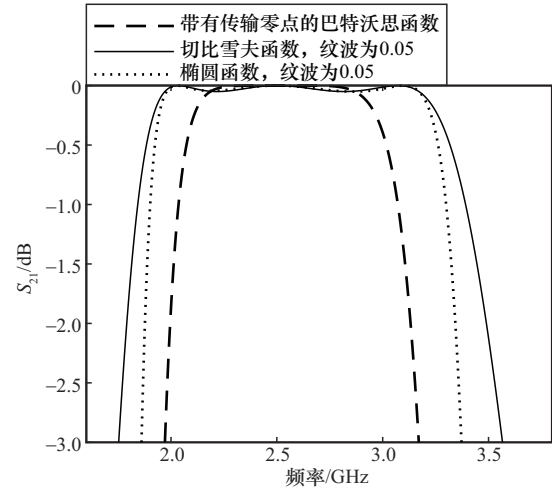


图 2 相同条件下不同传递函数的通带平坦度对比

由图 2 可知，本文基于巴特沃思原型的设计中，传输零点的引入导致了轻微的通带波纹。然而，与同阶数、固有波纹约为 0.05 dB 的切比雪夫及椭圆滤波器相比，本文滤波器在实现更高选择性和带外抑制的同时，仍保持了相对平坦的通带特性。这一结果清晰地揭示了通带平坦度与选择性之间的平衡关系。

为验证传输零点支路对滤波器选择性与带外抑制能力的提升效果，本节通过仿真实验对上述理论进行验证。

基于表 1 所列元件值，采用 Keysight 的电子仿真软件 ADS (advanced design system) 进行仿真，结果如图 3 所示。

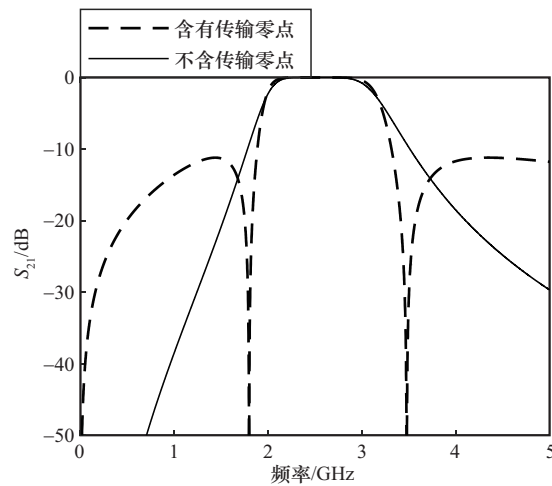


图 3 带有零点的巴特沃思带通滤波器响应特性

图 3 中 S 参数曲线清晰地展现了引入传输零点支路对滤波器频率响应的关键影响：在 1.8 GHz 与

3.48 GHz两个预设零点频率处,滤波器的传输系数出现显著下降。该现象验证了采用拓扑能够有效在目标频率产生传输零点,从而大幅提升滤波器的带外衰减性能。通过与传统无零点结构的频率响应曲线的对比可明显看出,本文滤波器在通带边缘具有更陡峭的滚降特性,且过渡带宽度显著缩窄,整体频率选择性得到实质性改善。

表1给出的 $L$ 、 $C$ 的值是通过理想滤波器综合得到的理论结果。然而,在本文的中心频率2.5 GHz下,部分电容值已进入fF量级。此类元件在现实中面临两大难题:1)无标准标称值可供采购;2)在射频波段,其寄生电感效应将显著恶化电路性能。因此,直接使用集总元件实现该设计是不现实的。

为解决上述问题,并兼顾电路的可制造性与高频性能,本文采用“集总参数综合→微带线分布参数实现”的设计流程。其核心在于利用传输线理论,将难以实现的集总电抗转换为可通过精密PCB工艺实现的微带线段,这一转换过程的最终输出是可直接用于制造的物理尺寸,并使实际电路性能满足设计预期。具体转换基于以下关系。

集总参数至分布参数的等效转换如图4所示<sup>[16-20]</sup>,具体推导如下。

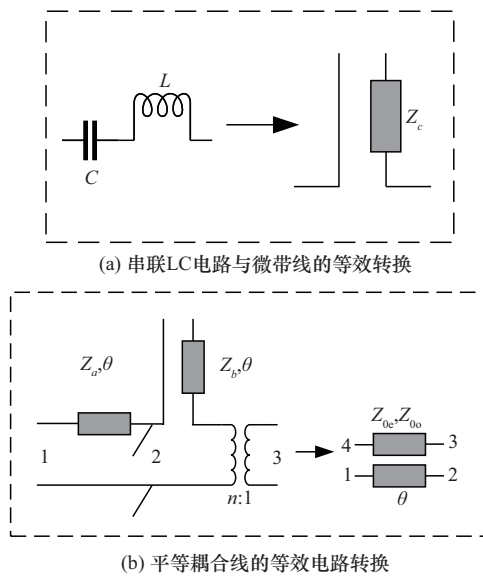


图4 集总参数至分布参数的等效转换

图4(a)中,串联LC电路可等效转换为开路传输线,其等效阻抗 $Z_c$ 的计算式为

$$Z_c = \frac{4\omega_0 L}{\pi}$$

$$Z_c = \frac{4}{\pi\omega_0 C} \tag{4}$$

图4(b)中,将微带线与开路传输线的串联电路转换为平行耦合微带线,其参数等效条件满足

$$Z_{oc,o} = Z_a \left( 1 + \frac{1}{n} \right) \tag{5}$$

$$n = \sqrt{1 + \frac{Z_a}{Z_b}} \tag{6}$$

其中, $\omega_0$ 表示中心频率, $L$ 和 $C$ 为串联LC电路的电感值和电容值, $Z_a$ 和 $Z_b$ 分别为 $50 \Omega$ 连接线和开路短截线的阻抗。

基于图1所示的滤波器拓扑与图4描述的等效转换过程,本文系统推导出如图5(a)所示的微带线拓扑结构。

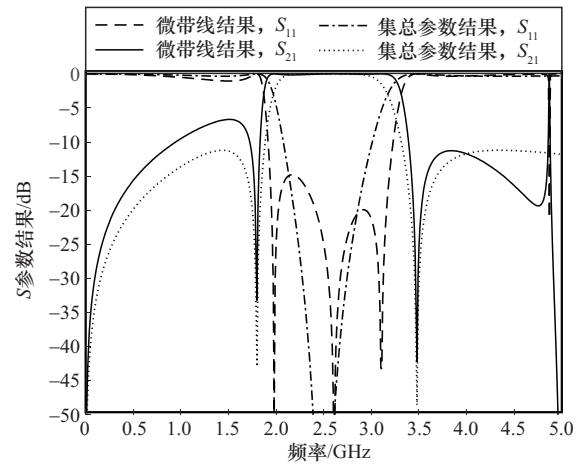
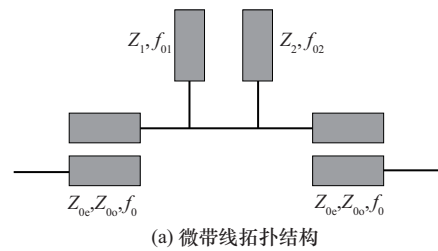


图5 微带线带通滤波器的等效转换

在理论推导基础上,首先将表1中的初始元件参数代入式(4)~式(6)进行精确计算,得到如表2所示的含传输零点的三阶带通滤波器参数结果。为验证该等效转换的准确性,采用电子仿真软件ADS对设计电路进行仿真分析,微带线滤波器与集总参数滤波器的 $S$ 参数结果对比如图5(b)所示。通过对转换前后的仿真结果可见,二者在关键性能参数

上具有高度一致性。这一结果从理论与实验层面共同验证了本文等效转换方法的正确性，为后续无反射带通滤波器设计与实现奠定了坚实的理论基础，并为工程实践提供了可靠指导。

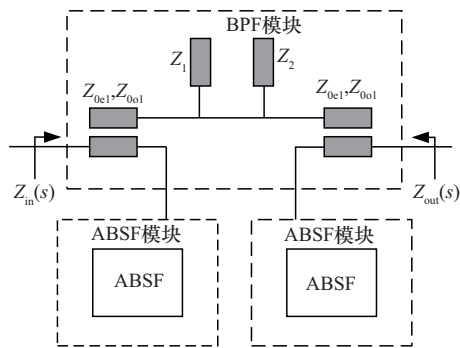
表 2 含传输零点的三阶带通滤波器参数结果

参数	取值
$Z_{0c}/\Omega$	81.84
$Z_{0o}/\Omega$	18.55
$Z_1/\Omega$	123.23
$Z_2/\Omega$	123.23
$f_0/\text{GHz}$	2.5
$f_{01}/\text{GHz}$	1.8
$f_{02}/\text{GHz}$	3.48
$\theta$	$90^\circ$

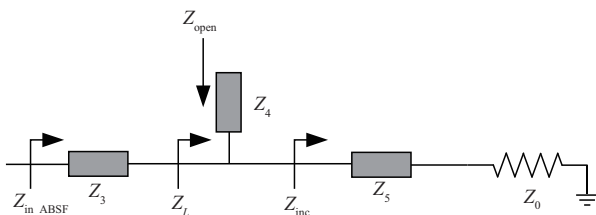
本节通过将集总元件滤波器转换为微带线带通滤波器，实现了基于传输零点的高选择性设计。经此转换，成功获得了一种带外抑制能力更强、选择性显著提升的微带线带通滤波器结构。该微带线带通滤波器拓扑将为后续无反射带通滤波器的设计提供核心实现基础。

## 2 无反射带通滤波器的拓扑结构及其模块参数分析

含传输零点的双端口无反射带通滤波器如图 6 所示。



(a) 含传输零点的双端口无反射带通滤波器整体架构



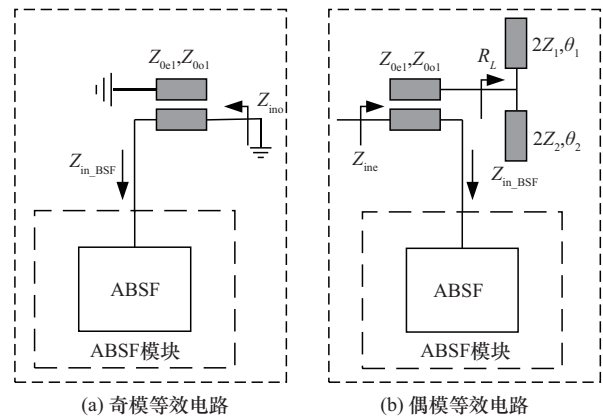
(b) ABSF 模块的拓扑结构

图 6 含传输零点的双端口无反射带通滤波器

图 6(a)展示了系统整体架构，由 BPF 模块与 ABSF 模块构成；图 6(b)给出了 ABSF 模块的拓扑结构，即一个吸收型带阻滤波器。其中，BPF 模块为本文推导所得拓扑，主要功能为传统的带通滤波；ABSF 模块针对反射的带外信号进行吸收，以此来降低反射信号对于带内信号的干扰。本节将基于推导得到的带通滤波器模块，对 ABSF 模块进行电路参数分析。

根据无反射滤波器的 S 参数特性，其在目标频带内需满足  $S_{11}=0$ 、 $S_{21}=1$  的条件，结合第 1 节介绍的微带线带通滤波器结构，可对其进行奇偶模分析。

无反射带通滤波器的奇偶模等效电路如图 7 所示。



(a) 奇模等效电路

(b) 偶模等效电路

图 7 无反射带通滤波器的奇偶模等效电路

对于图 7(a)所示的奇模等效电路，基于四端口网络阻抗理论，推导其输入阻抗  $Z_{ino}$  计算式为

$$Z_{ino} = Z_{11} + Z_{13} \frac{I_3}{I_{1_{odd}}} + Z_{14} \frac{I_4}{I_{1_{odd}}} \quad (7)$$

其中， $\frac{I_4}{I_{1_{odd}}}$  和  $\frac{I_3}{I_{1_{odd}}}$  分别满足

$$\frac{I_4}{I_{1_{odd}}} = \frac{Z_{11}Z_{14} - Z_{12}Z_{13}}{Z_{12}^2 - Z_{11}(Z_{11} + Z_{in\_BSF})} \quad (8)$$

$$\frac{I_3}{I_{1_{odd}}} = \frac{Z_{13} + Z_{12} \frac{I_4}{I_{1_{odd}}}}{Z_{11}} \quad (9)$$

对于图 7(b)所示的偶模等效电路，基于四端口网络阻抗理论，推导其输入阻抗  $Z_{inc}$  计算式为

$$Z_{inc} = Z_{11} + Z_{13} \frac{I_3}{I_{1_{even}}} + Z_{14} \frac{I_4}{I_{1_{even}}} \quad (10)$$

其中,  $\frac{I_4}{I_{1\_even}}$  和  $\frac{I_3}{I_{1\_even}}$  分别满足

$$\frac{I_4}{I_{1\_even}} = \frac{Z_{11}Z_{14} - Z_{12}Z_{13}}{Z_{12}^2 - Z_{11}(Z_{11} + Z_{in\_BSF})} \quad (11)$$

$$\frac{I_3}{I_{1\_even}} = \frac{Z_{13} + Z_{12}\frac{I_4}{I_{1\_even}}}{Z_{11}} \quad (12)$$

其中,  $Z_{11}$ 、 $Z_{12}$ 、 $Z_{13}$ 和 $Z_{14}$ 分别满足

$$Z_{11} = -j\frac{Z_{0e1} + Z_{0o1}}{2\tan\theta} \quad (13)$$

$$Z_{12} = -j\frac{Z_{0e1} - Z_{0o1}}{2\tan\theta} \quad (14)$$

$$Z_{13} = -j\frac{Z_{0e1} - Z_{0o1}}{2\sin\theta} \quad (15)$$

$$Z_{14} = -j\frac{Z_{0e1} + Z_{0o1}}{2\sin\theta} \quad (16)$$

此外,  $S_{11}$ 和 $S_{21}$ 参数结果分别满足

$$S_{11} = \frac{Z_{inc}Z_{ino} - Z_0^2}{(Z_{inc} + Z_0)(Z_{ino} + Z_0)} \quad (17)$$

$$S_{21} = \frac{Z_0Z_{inc} - Z_0Z_{ino}}{(Z_{inc} + Z_0)(Z_{ino} + Z_0)} \quad (18)$$

对于ABSF模块, 本文采用的拓扑结构如图6(b)所示。该模块的输入阻抗 $Z_{in\_ABSF}$ 由3个部分共同决定: 开路微带线 $Z_4$ 的输入阻抗 $Z_{open}$ , 微带线 $Z_5$ 的输入阻抗 $Z_{inc}$ , 以及由电阻 $R$ 构成的串联支路输入阻抗 $Z_L$ 。将输入阻抗 $Z_L$ 与微带线 $Z_3$ 形成并联, 推导得到

$$Z_{in\_ABSF} = Z_3\frac{Z_L + jZ_3\tan\theta}{Z_3 + jZ_L\tan\theta} \quad (19)$$

其中,  $Z_L$ 满足

$$Z_L = Z_{open}\parallel Z_{inc} \quad (20)$$

其中,  $Z_{inc}$ 和 $Z_{open}$ 分别满足

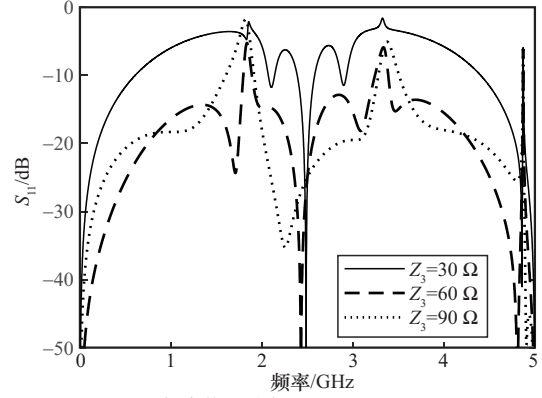
$$Z_{inc} = -jZ_5\cot\theta \quad (21)$$

$$Z_{open} = -jZ_4\cot\theta \quad (22)$$

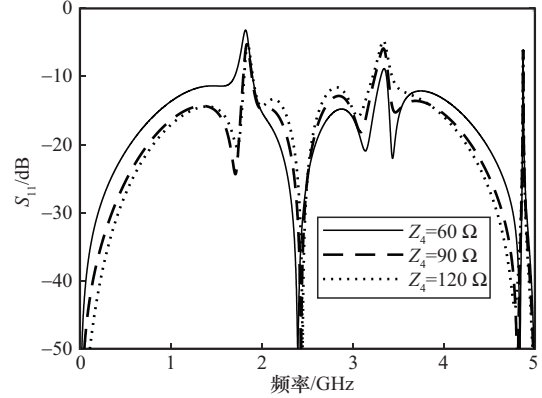
通过上述阻抗推导, 接下来可分析不同 $Z_3$ 、 $Z_4$ 及 $Z_5$ 值对应的 $S$ 参数曲线关系。根据式(7)~式(22), 不同阻抗变量对 $S$ 参数的影响如图8所示。

通过对比图8中不同阻抗下的结果可以发现, 当 $Z_3$ 与 $Z_5$ 约为 $60\ \Omega$ 且 $Z_4$ 显著增大时, 滤波器整体 $S$ 参数性能达到最优。该现象可通过等效电路机理解释:  $Z_3$ 与 $Z_5$ 接近 $60\ \Omega$ 可确保实部匹配, 以实现有

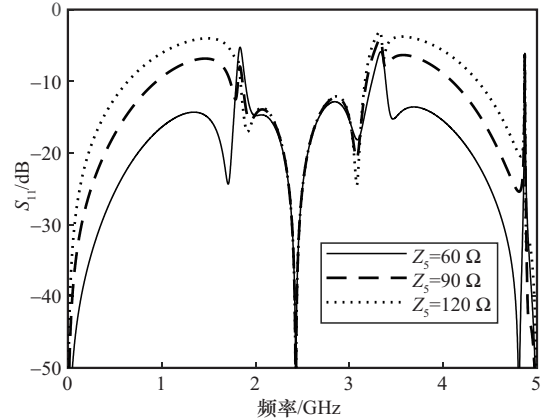
效吸收, 而较大的 $Z_4$ 则能移动阻带陷波频率并增强带外抑制。在实际设计中, 最终阻抗值需根据目标频率与基板布局约束进行调整, 这充分体现了本文方法的灵活性。



(a) 不同 $Z_3$ 对 $S$ 参数的影响 ( $Z_4=90\ \Omega$ ,  $Z_5=60\ \Omega$ ,  $Z_0=50\ \Omega$ )



(b) 不同 $Z_4$ 对 $S$ 参数的影响 ( $Z_3=60\ \Omega$ ,  $Z_5=60\ \Omega$ ,  $Z_0=50\ \Omega$ )



(c) 不同 $Z_5$ 对 $S$ 参数的影响 ( $Z_3=60\ \Omega$ ,  $Z_4=90\ \Omega$ ,  $Z_0=50\ \Omega$ )

图8 不同阻抗变量对 $S$ 参数的影响

### 3 实现与仿真结果

为验证本文无反射带通滤波器理论的正确性, 本节基于图6~图9的分析结果, 设计了一款用于理

论验证的带通滤波器。该滤波器的具体拓扑结构如图 9(a)所示，基于理论仿真软件 ADS 的  $S$  参数仿真结果如图 9(b)所示。

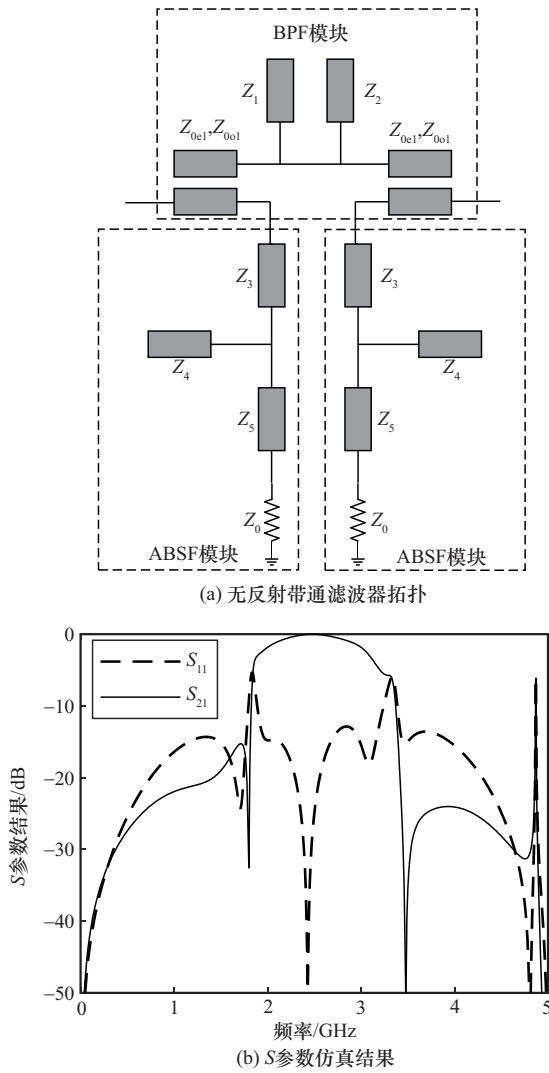


图 9 仿真结果

由图 9(a)可知，该电路可采用标准微带工艺实现，布局相对简单，不需要复杂的互连结构，并对基板厚度、线宽等常见加工偏差具有良好的容差性，能够保持主要工作特性的稳定。

对比分析表明，实测结果与理论预测高度吻合。该结果不仅验证了本文设计方法的准确性，更充分证明了该拓扑结构在实际应用中的可行性与有效性。值得注意的是，图 9(b)所示的带外抑制特性与通带平坦度均达到了预期设计目标，为无反射滤波器的工程实现提供了重要参考。

无反射带通滤波器建模模型如图 10 所示，进

一步验证了本文方法的可行性与有效性。该滤波器采用 TMM13i 基板制造（相对介电常数  $\epsilon=12.2$ ，介质厚度  $H=1.905$  mm，金属厚度  $t=0.035$  mm，介质损耗角正切  $\tan\delta=0.0019$ ）。根据制造工艺要求，无反射带通滤波器实际制造参数结果如表 3 所示。

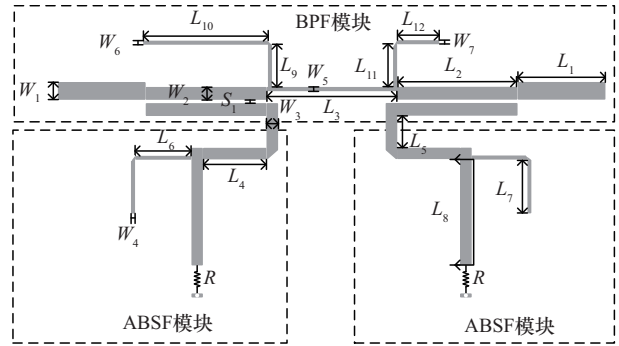


图 10 无反射带通滤波器建模模型

表 3 无反射带通滤波器实际制造参数结果

参数	取值
$Z_{0c}/\Omega$	80
$Z_{0o}/\Omega$	27
$Z_1/\Omega$	117
$Z_2/\Omega$	117
$f_0/\text{GHz}$	2.5
$f_{01}/\text{GHz}$	1.8
$f_{02}/\text{GHz}$	3.48
$\theta$	$90^\circ$

电路采用微带线结构实现，所有微带线的物理尺寸是通过仿真软件 ADS 确定的。具体流程如下：首先，将选用的 TMM13i 基板参数输入 ADS 的传输线计算工具（LineCalc）中；随后，指定目标工作频率（即中心频率 2.5 GHz）和特性阻抗，该工具会基于全波电磁分析模型，求解并推荐出最优的微带线宽度  $W$ 。由此流程产生的无反射带通滤波器实际制造尺寸如表 4 所示，并已通过后续的协同电磁仿真验证。图 11(a)呈现了仿真获得的  $S$  参数结果。图 11(b)实测结果表明，该滤波器通带中心频率为 2.5 GHz，3 dB 带宽为 960 MHz（相对带宽 38.4%）。在 1.862 GHz 和 3.569 GHz 处，其带外抑制分别达到 -30.126 dB 和 -30.043 dB，证

实了其带外抑制优于-30 dB的设计指标。此外,通带响应平坦且回波损耗较低,同时实现了较高的选择性。图11(c)为本文设计位于中心频段-3 dB范围内的 $S_{21}$ 波动情况(包含最高点和最低点),可以明显地看出通带足够平坦;图11(d)为文献[21](目前的先进设计)的 $S_{21}$ 波动情况。实验结果显示,本文设计更平坦,证明了本文滤波器具有“平坦通带”。

表4 无反射带通滤波器实际制造尺寸

物理参数	尺寸/mm	物理参数	尺寸/mm	物理参数	尺寸/mm
$W_1$	1.5	$L_1$	8	$L_7$	5.23
$W_2$	1.05	$L_2$	11.05	$L_8$	10.78
$W_3$	0.93	$L_3$	4.07	$L_9$	4
$W_4$	0.23	$L_4$	5.74	$L_{10}$	11.46
$W_5$	0.93	$L_5$	12	$L_{11}$	3.78
$W_6$	0.23	$L_6$	5.07	$L_{12}$	4

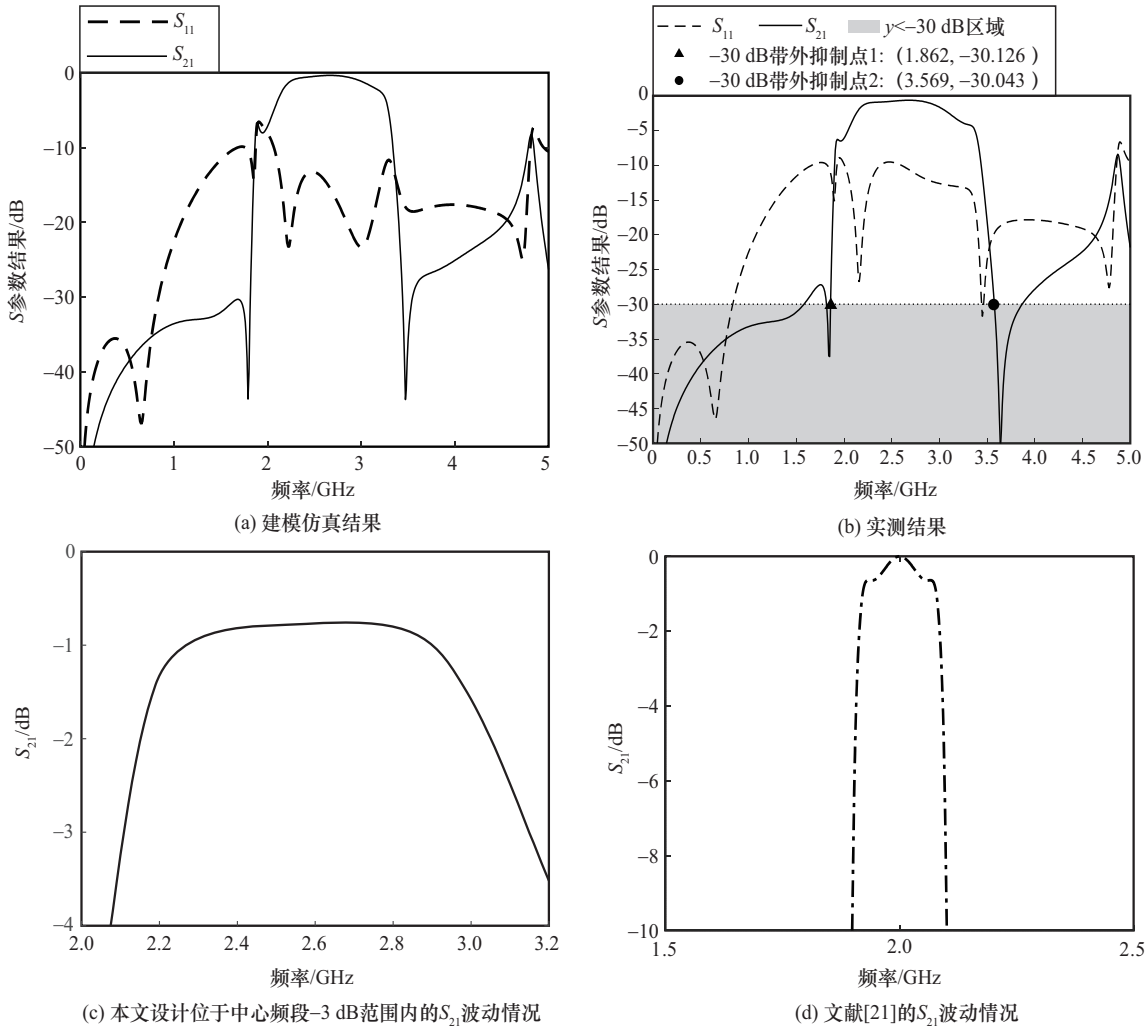


图11 无反射带通滤波器S参数结果

采用矢量网络分析仪 (vector network analyzer, VNA) 进行测试的场景及结果如图12所示。

群时延结果如图13所示。由图13可以看出,通带内的群时延特性保持相对平坦。与图11(a)中的仿真实验理论值对比可见,实测结果的通带中心频率存在偏移,且带内插损略有增加。这些偏差主要源于理想仿真条件与物理实现的固有差异:一

方面,PCB基板材料的实际介电常数仿真中使用的标称值存在差异,这是导致极点位置偏移的主要原因;另一方面,制造过程中的加工误差(如线宽、介质厚度),以及导体与介质的实际损耗,共同影响了滤波器的带宽与插入损耗。尽管如此,加工实物的整体性能仍可全面满足实际系统的设计要求。

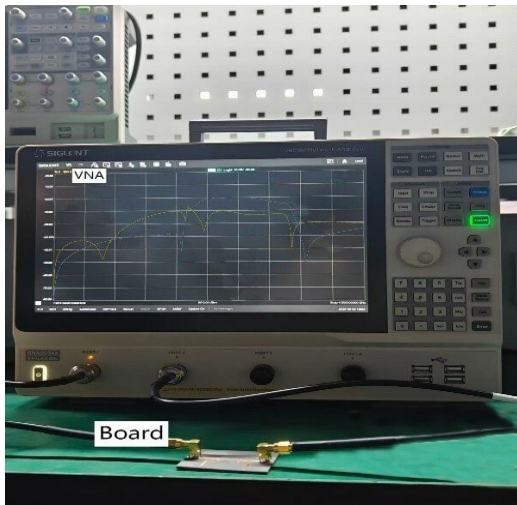


图 12 采用 VNA 实测场景及结果

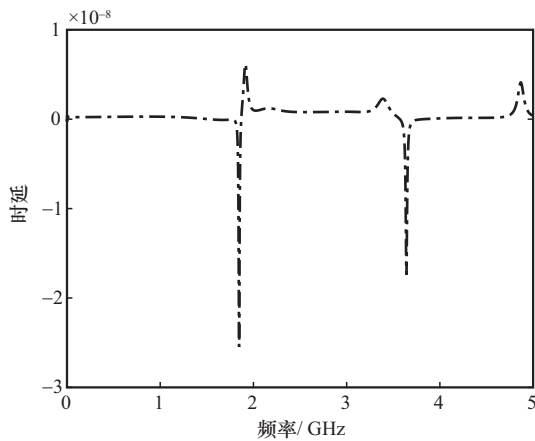


图 13 群时延结果

本文带通滤波器与现有先进方案的性能对比如表 5 所示。其中，选择系数 (RC) 满足

$$RC = \frac{|BW_{30\text{dB}}|}{|BW_{3\text{dB}}|} \quad (23)$$

其中， $BW_{30\text{dB}}$  和  $BW_{3\text{dB}}$  分别代表  $S_{21}$  参数的 3 dB 带

宽和 30 dB 带宽。

对比结果表明，本文设计在多项性能指标上均有所提升。具体而言，该滤波器展现出较窄的 10 dB 反射带宽，测试结果进一步验证了其在通带平坦度与选择性方面的显著增强。此外，本文设计流程能够适应不同的中心频率与带宽要求，相较于其他设计方法具有更高的灵活性，证实了本文设计方法的有效性。

#### 4 结束语

本文基于混合结构的新型双端口无反射带通滤波器设计，以含传输零点的带通原型滤波器为基础，创新性地采用平行耦合微带线、传输线与短截线相结合的混合拓扑，有效提升了滤波器的频率选择性。系统仿真分析与实验验证表明，该滤波器具有以下显著优势：首先，在通带内表现出极低的插入损耗、优异的平坦度，3 dB 带宽达 38.4%；其次，在 0~5 GHz 频率范围内回波损耗小于 10 dB，选择系数仅为 1.13。综合评估显示，与现有设计相比，本文滤波器在频率选择性、带外抑制、通带平坦度及无反射特性方面均展现出显著的性能提升，为高性能射频前端系统设计提供了一种新方案。

未来的研究将聚焦于以下方向：一是通过优化谐振器结构与布局，采用折叠微带线、缺陷地等紧凑化设计，进一步缩减滤波器整体面积，并且推动设计从部分频段向全频段无反射拓展；二是降低设计对介质基板介电常数与厚度的敏感性，使其在常规 FR4 等低成本基板上也能稳定工作，从而在保持性能的同时显著降低成本，促进该技术在集成射频系统中的实际应用。

表 5 本文带通滤波器与现有先进方案的性能对比

对比方法	测试频段/GHz	3 dB 带宽占比	插入损耗/dB	选择系数	10 dB 反射带宽占比
文献[10]	1~7	34.6%	0.75	2.21	66.7%
文献[12]	2~8	18.7%	0.83	—	75.6%
文献[15]	1~3	8.5%	0.98	3.31	74%
文献[20]	1~7	22.8%	1.1	1.79	200%
文献[21]	0~2	4.5%	—	1.33	200%
文献[22]	0.5~4.5	29%	0.75	1.71	166.7%
本文结果	0~5	38.4%	0.6	1.13	203%

## 参考文献:

- [1] Wong S W, Zhu L. Quadruple-mode UWB bandpass filter with improved out-of-band rejection[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(3): 152-154.
- [2] Chen J X, Li Y L, Qin W, et al. Compact multi-layer bandpass filter with wide stopband using selective feeding scheme[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018, 65(8): 1009-1013.
- [3] Lee J, Ceylan O, Lee J. Reflectionless high-pass filters for load-pull setups: reflectionless high-pass filters improve load pull measurement stability[J]. IEEE Microwave Magazine, 2024, 25(6): 72-79.
- [4] Liu C K, Deng Z X, Liu X H, et al. A wideband bandpass filter with broad stopband and ultra-wide reflectionless range for 5G applications[C]// Proceedings of the 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE Press, 2019: 834-837.
- [5] Morgan M A, Boyd T A. Reflectionless filter structures[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(4): 1263-1271.
- [6] Morgan M A, Boyd T A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(5): 1214-1221.
- [7] Khalaj-Amirhosseini M, Taskhiri M M. Twofold reflectionless filters of inverse-Chebyshev response with arbitrary attenuation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11): 4616-4620.
- [8] Yuan A X, Fang S J, Wang Y, et al. A new reflectionless filter composed of discharging circuit[J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2021, 112: 35-44.
- [9] Lu Q Y, Wang J P, Zhu L, et al. Design of reflectionless bandpass filters based on asymmetric reciprocal filtering network[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2024, 72(6): 3662-3670.
- [10] Wei F, Xue Y C, Zhao X B, et al. Balanced BPF with dual-port quasi-reflectionless characteristic and selectivity enhancement[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(3): 994-998.
- [11] Luo C, Wong S W, Lin J Y, et al. Quasi-reflectionless microstrip bandpass filters using bandstop filter for out-of-band improvement[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(10): 1849-1853.
- [12] Zhu Y H, Cai J, Chen J X. Quasi-reflectionless double-sided parallel-strip line bandpass filter with enhanced selectivity[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(2): 339-343.
- [13] Xiao J K, Miao Y. Design of a reflectionless bandpass filter by using self-packaged suspended coplanar waveguide-microstrip hybrid[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(7): 3268-3272.
- [14] Zhang S R, Liu H M, Wang Z B, et al. Design of wideband quasi-reflectionless filter with high selectivity and flat passband[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(11): 4038-4042.
- [15] Feng W J, Ma X K, Shi Y R, et al. High-selectivity narrow- and wide-band input-reflectionless bandpass filters with intercoupled dual-behavior resonators[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2020, 48(2): 446-454.
- [16] Morgan M A. Reflectionless filters[M]. Boston: Artech House, 2017.
- [17] Lee J, Lee J. A new class of symmetric reflectionless filter topology and its applications to coupled-line bandpass filter design[C]//Proceedings of the 2021 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-3.
- [18] Muñoz-Ferreras J M, Malki M, Yang L, et al. Digital-filter-based flat-group-delay RF analog circuits: application to Dolph-Chebyshev windows[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(5): 2584-2588.
- [19] Xu K D, Lu S, Guo Y J, et al. Quasi-reflectionless filters using simple coupled line and T-shaped microstrip structures[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 6: 54-63.
- [20] Wu X H, Li Y S, Liu X G. High-order dual-port quasi-absorptive microstrip coupled-line bandpass filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(4): 1462-1475.
- [21] Lee J, Lee J. Transmission-line bandpass filter structures with infinite reflectionless range[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2022, 69(6): 2387-2398.
- [22] Wu X H, Li Y S, Liu X G. Quasi-reflectionless microstrip bandpass filters with improved passband flatness and out-of-band rejection[J]. IEEE Access, 2020, 8: 160500-160514.

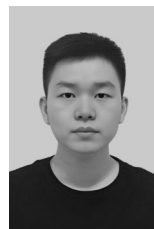
## [作者简介]



陈玮 (1992-), 男, 海南临高人, 博士, 海南大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为B5G/6G技术、集成电路芯片设计等。



吴文亮 (1999-), 男, 海南海口人, 海南大学硕士生, 主要研究方向为滤波器电路设计、集成电路芯片设计等。



夏明汕 (2001-), 男, 河南信阳人, 海南大学硕士生, 主要研究方向为集成电路芯片设计等。



黄梦醒 (1973-), 男, 河南信阳人, 博士, 海南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为海洋信息感知与处理技术、大数据与人工智能等。