

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.08.017

引用格式:雷涛,向天宇,张正平.基于 E 型双模谐振器的源负载耦合带通滤波器设计[J].电讯技术,2014,54(8):1129-1133. [LEI Tao,XIANG Tian-yu,ZHANG Zheng-ping. Design of Source-Load Coupling Bandpass Filters Using E-shape Dual-Mode Resonators[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(8):1129-1133.]

基于 E 型双模谐振器的源负载耦合带通滤波器设计*

雷 涛^{1,**},向天宇²,张正平¹

(1. 贵州大学 电子信息学院,贵阳 550000;2. 贵州师范大学 机械与电气工程学院,贵阳 550000)

摘 要:为实现滤波器的小型化和高性能,提出了两款中心加载的 E 型双模谐振器,并对其进行了奇偶模分析。在此基础上通过引入源负载耦合,采用 ADS 与 HFSS 软件进行了仿真与优化。开路支节加载与短路支节加载的 E 型双模谐振器分别比方环谐振器减少 42.8% 与 52.6%。实测结果表明,设计的滤波器中心频率分别为 4.22 GHz 和 3.75 GHz,相对带宽分别为 33.6% 和 9.1%,带内插损分别为 -0.9 dB 和 -1.9 dB,带外零点位置与计算仿真结果吻合良好。这两款滤波器不仅尺寸小、插损低,并且具有宽阻带、传输零点可调的优点,短路支节加载的双模滤波器在选择性与带外抑制方面性能更好,可以广泛应用于各种微波电路中。

关键词:带通滤波器;E 型双模谐振器;源负载耦合;传输零点;带外抑制

中图分类号:TN713 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)08-1129-05

Design of Source-Load Coupling Bandpass Filters Using E-shape Dual-Mode Resonators

LEI Tao¹, XIANG Tian-yu², ZHANG Zheng-ping¹

(1. College of Electronics and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550000, China;
2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Guizhou Normal University, Guiyang 550000, China)

Abstract:To realize compact and high performance filters,two novel centrally loaded E-shape dual-mode resonators are presented and analyzed. Simulation and optimization are made by use of ADS and HFSS. Compared with the square loop resonator, the size reduction of the proposed resonators are 42.8% and 52.6% respectively. Measured results show that the filters have the center frequency of 4.22 GHz and 3.75 GHz, the fractional bandwidth of 33.6% and 9.1%,the minimum insert loss in passband of -0.9 dB and -1.9 dB respectively. The measured positions of the transmission zeros agree well with the simulations. As The filters feature not only compact size, low insertion loss, but also wide stopband and controllable transmission zeros. Short stub loaded dual-mode filter has better performances in selectivity and out-of-band rejection and it will find wide application in microwave circuits.

Key words:bandpass filter;E-shape two-mode resonator; source-load coupling; transmission zero;out-of-band rejection

1 引 言

高带外抑制、宽阻带等提出了更高的要求。双模微带滤波器通过在谐振器中增加微扰的方式激励起两

现代无线通信系统对滤波器的小型化、低插损、

* 收稿日期:2014-03-04;修回日期:2014-06-03 Received date:2014-03-04;Revised date:2014-06-03
基金项目:国家自然科学基金资助项目(60666001);贵州省农业攻关项目(黔科合 NY 字[2011]3107)
Foundation Item:The National Nature Science Foundation of China(No.60666001);The Agricultural Technology Research Development and Program of Guizhou Province(QiankeheNYzi[2011]3017)
** 通讯作者:leitao2003101@163.com Corresponding author:leitao2003101@163.com

个简并模,用一个谐振器实现两个谐振器的功能,在减少滤波器尺寸的同时降低损耗,因此受到人们的广泛关注^[1-2]。自从1972年Wolff提出了微带环形双模滤波器以来,双模微带滤波器就被广泛应用于无线通信系统。Jae-Ryong Lee^[3]等首次提出了E型微带滤波器,此后各种基于E型结构的双模谐振器相继出现^[4-6],此类双模谐振器均是通过T型λ/2双模谐振器进行弯折形成的(λ是基模谐振频率的波导波长),与方形贴片、环形等双模谐振器相比,实现了滤波器的小型化。源负载耦合为信号提供了新的传输路径,当该耦合路径的信号与主路径的信号幅度相等、相位相反时,将会在带外产生传输零点^[7]。源负载耦合包括容性源负载耦合^[8]与感性源负载耦合^[9]。本文通过在E型双模谐振器的源与负载之间引入容性耦合,在不影响滤波器通带特性的情况下在上阻带引入一个位置可调的传输零点,并且输入/输出与谐振器之间容易实现强耦合,实现宽带滤波器特性。

2 谐振器分析

开路支节加载E型双模谐振器如图1(a)所示,它是开路支节加载T型双模谐振器折叠形成的,由于其结构对称,采用奇偶模方法进行分析^[7]。在奇模激励条件下,对称面T-T'平面可视为理想电壁,等效为短路,在偶模激励条件下,T-T'平面可视为理想磁壁,等效为开路,其奇偶模等效电路分别如图2(a)和(b)所示。

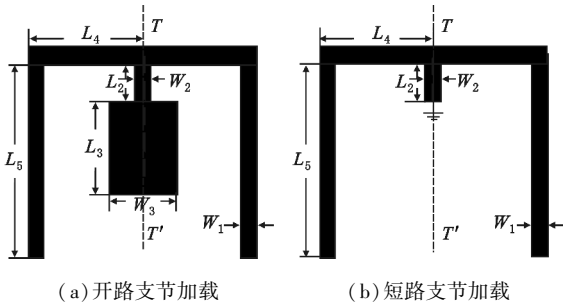


图1 双模谐振器物理结构

Fig. 1 Structures of the proposed dual-mode resonators

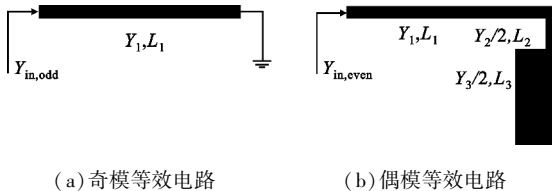


图2 开路支节加载的谐振器奇偶模等效电路

Fig. 2 Odd- and even-mode equivalent circuit of open stub loaded resonator

在奇模等效电路中,输入导纳为

$$Y_{in,odd} = \frac{Y_1}{j \tan \theta_1} \tag{1}$$

式中,θ₁=βL₁(L₁=L₄+L₅)是该微带线的电长度。

在偶模等效电路中,输入导纳为

$$Y_{in,even} = jY_1 \frac{2Y_1 Y_2 \tan \theta_1 + Y_2^2 \tan \theta_2 + Y_2 Y_3 \tan \theta_3 - 2Y_1 Y_3 \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3}{2Y_1 Y_2 - 2Y_1 Y_3 \tan \theta_2 \tan \theta_3 - Y_2^2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Y_2 Y_3 \tan \theta_1 \tan \theta_3} \tag{2}$$

当开路支节的宽度是谐振环宽度的2倍时,即Y₂=Y₃=2Y₁时,式(2)变为

$$Y_{in,even} = jY_1 \tan(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) \tag{3}$$

这里,θ₂=βL₂,θ₃=βL₃是对应的开路支节的电长度。

根据谐振条件Y_{in}=0可以发现:

(1)奇模谐振时Y_{in,odd}=0,求得奇模谐振频率为

$$f_{odd} = \frac{(2n-1)c}{4L_1 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4}$$

其中,c为真空中的光速,ε_{eff}为基板的相对介电常数。

(2)偶模谐振时Y_{in,even}=0,求得偶模谐振频率为

$$f_{even} = \frac{nc}{2(L_1 + L_2 + L_3) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{5}$$

短路支节加载E型双模谐振器如图1(b)所示,它是短路支节加载T型双模谐振器折叠形成的,采用奇偶模方法进行分析,其奇偶模等效电路分别如图3(a)和(b)所示,其奇模等效电路(图3(a))与开路支节加载E型双模谐振器模等效电路(图2(a))相同,因此其谐振条件满足公式(1)、(4)。

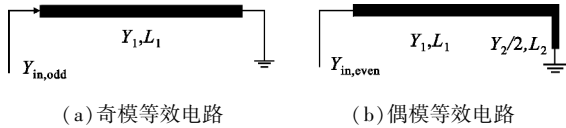


图3 短路支节加载的谐振器奇偶模等效电路

Fig. 3 Odd- and even-mode equivalent circuit of short stub loaded resonator

在偶模等效电路中,输入导纳为

$$Y_{in,even} = \frac{Y_2 - 2Y_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2}{j(2Y_1 \tan \theta_1 + Y_2 \tan \theta_2)} \tag{6}$$

当短路支节的宽度是谐振环宽度的2倍时,即Y₂=2Y₁时,式(6)变为

$$Y_{in,even} = \frac{Y_1}{j \tan(\theta_1 + \theta_2)} \tag{7}$$

偶模谐振时 $Y_{in,even}=0$,求得偶模谐振频率为

$$f_{even}=\frac{(2n-1)c}{4(L_1+L_2)\sqrt{\epsilon_{eff}}}\tag{8}$$

公式(4)表明,奇模谐振频率与所加载的开路支节或短路支节无关。从公式(5)、(8)看出,可以在不影响奇模谐振频率的情况下,通过调节开路支节或短路支节的尺寸调节偶模的谐振频率,极大地方便了滤波器带宽的调节。开路支节加载的 E 型双模谐振器奇模最基本的谐振单元为短路 $\lambda/4$ 谐振器,偶模最基本的谐振单元为开路 $\lambda/2$ 谐振器,因此,其寄生通带出现在二倍频处;短路支节加载的 E 型双模谐振器奇模与偶模最基本的谐振单元均为短路 $\lambda/4$ 谐振器,因此,其寄生通带出现在三倍频处。

3 滤波器设计

本文采用的介质材料为 Rogers4350, 相对介电常数为 3.48,厚度为0.508 mm,开路支节加载的双模滤波器的结构如图 4(a) 所示。

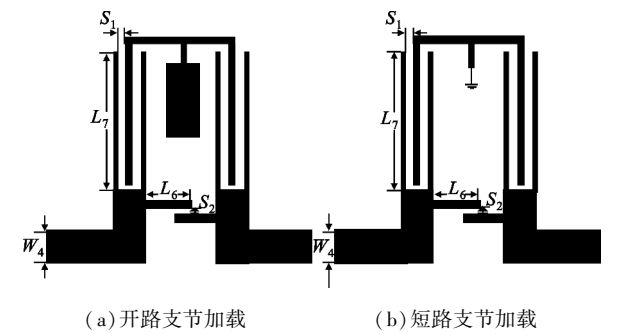


图 4 源负载耦合双模滤波器物理结构
Fig.4 Layout of the dual-mode filters with source-load coupling

滤波器由中间的 E 型双模谐振器和输入/输出结构组成。可以通过调整开路支节的长度和宽度来调节扰动的大小从而调节双模谐振频率之间的距离,控制滤波器的通带带宽。

为验证上述推论,采用 ADS 软件对开路支节加载的双模谐振器的谐振特性进行仿真,根据滤波器的中心频率设定 $L_2=1\text{ mm}$, $L_4=2.42\text{ mm}$, $L_5=8.4\text{ mm}$, $W_1=0.28\text{ mm}$, $W_2=0.28\text{ mm}$, $W_3=2\text{ mm}$,为了更直观地获得谐振器的谐振特性,谐振器与输入输出之间采用弱耦合的方式,改变开路支节的长度 L_3 对双模谐振器模式的影响如图 5(a) 所示,由图可知,当 $f_{even}>f_{odd}$ 时,开路支节的长度较小,当 $f_{even}<f_{odd}$,开路支节的长度很大,不便于源负载耦合的形成,因此采用短路支节加载谐振器实现 $f_{even}<f_{odd}$,采用 HFSS 软件对其谐

振特性进行仿真,保持 L_4 、 L_5 、 W_1 、 W_2 的值不变,改变图 4(b) 中短路支节的长度 L_2 的值,其对双模谐振器模式的影响如图 5(b) 所示,采用短路支节加载时, $f_{even}<f_{odd}$,短路支节的长度越大,对应的偶模谐振频率越小。由图 5 可知,E 型双模谐振器存在一个与偶模相关的传输零点。

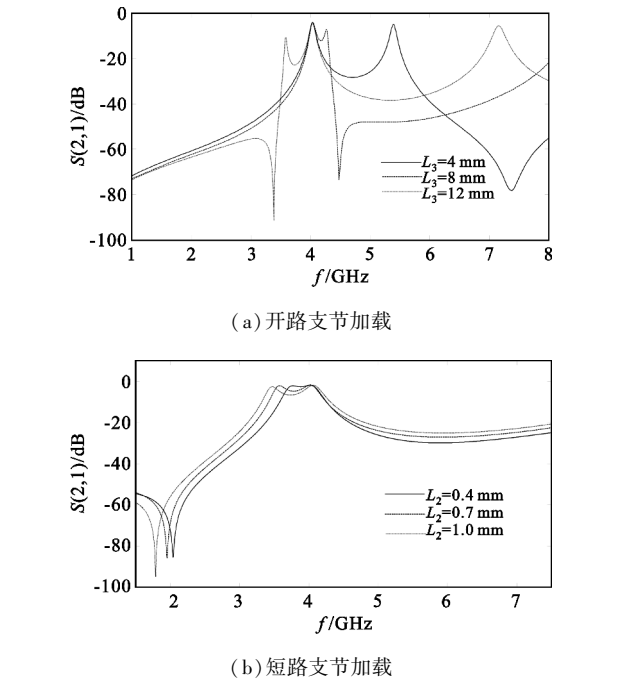


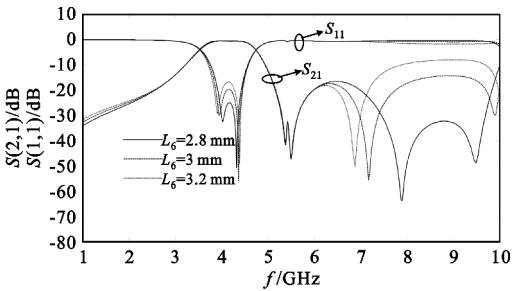
图 5 支节长度对双模谐振器模式的影响
Fig.5 Effect of the stub length on frequency responses

奇偶模分裂之后,当输入/输出与谐振器之间耦合强度适度时,将会实现较理想的通带特性。奇偶模谐振频率相差较大时,需要较大的耦合强度才能实现较理想的宽带滤波器特性。与文献[5]提出的耦合方式相比,本文采用的耦合方式较易实现较大的耦合强度。

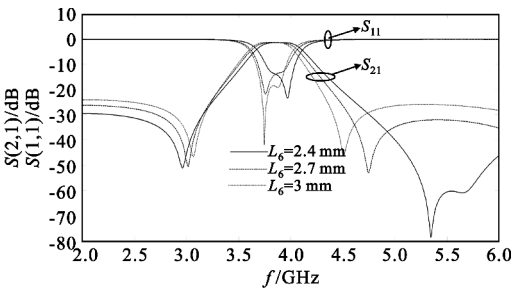
为了进一步改善滤波器的阻带特性,通过源负载耦合在滤波器的阻带产生额外的传输零点。如图 4 所示,信号从输入到输出具有两条路径:通过双模谐振器进行耦合的主路径 path1;通过源与负载分别引出的抽头线形成的容性耦合路径 path2。path2 对滤波器的通带几乎没有影响,然而在带外的某个频点,信号通过两条耦合路径的幅度相同、相位相反时,将会产生传输零点。信号通过 path1 时在上阻带产生 90° 的相移,在下阻带产生 -90° 的相移;由于源负载耦合是容性的,无论是上阻带还是下阻带,信号通过 path2 都将产生 -90° 的相移,因此源负载耦合只可能在上阻带产生传输零点^[9]。

通过调整源负载耦合电容值的大小可以调节该

传输零点的位置。改变图 4 中长度 L_6 的值,对滤波器的频率响应特性的影响如图 6 所示,开路支节加载与短路支节加载相同,随着长度 L_6 的增加,电容值变大,源负载耦合产生的额外的传输零点的位置更加靠近通带,与偶模相关的传输零点的位置几乎不变。



(a) 开路支节加载



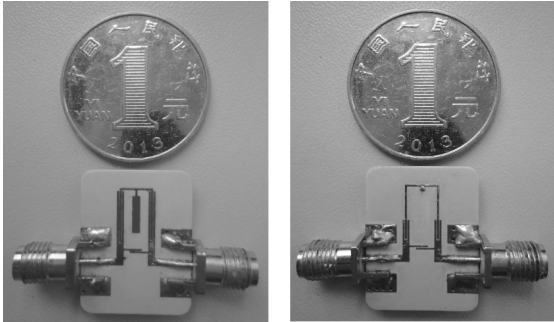
(b) 短路支节加载

图 6 L_6 对滤波器传输零点的影响

Fig. 6 Effect of the length L_6 on transmission zeros

根据上述分析,本文分别设计和制作了一个开路支节加载和短路支节加载的微带滤波器,其尺寸如表 1 所示,开路支节加载滤波器(以下称为滤波

器 a) 对应的谐振器的尺寸为 $0.21\lambda_g \times 0.12\lambda_g$, 短路支节加载滤波器(以下称为滤波器 b)对应的谐振器 $0.19\lambda_g \times 0.11\lambda_g$, λ_g 为滤波器中心频率对应的波导波长,分别比文献[8]中的谐振器减少 42.8% 与 52.6%。加工后的滤波器实物如图 7 所示。



(a) 开路支节加载 (b) 短路支节加载

图 7 双模滤波器实物

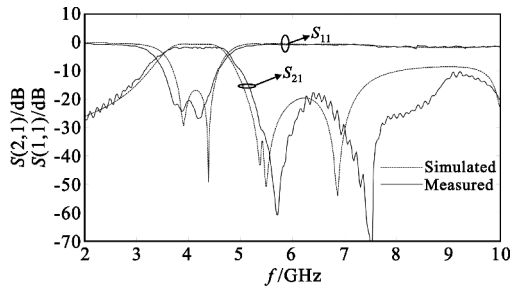
Fig. 7 Photographs of the fabricated filters

通过 Anritsu37369D 矢量网络分析仪测试滤波器的 S 参数,仿真测试曲线如图 8 所示,滤波器 a 的中心频率为 4.22 GHz,相对带宽为 33.6%,带内最小插损 S_{21} 为 -0.9 dB,带内反射损耗 S_{11} 均小于 -21 dB,带外抑制均超过 -19 dB。两个极点分别位于 5.67 GHz 与 7.61 GHz。滤波器 b 的中心频率为 3.75 GHz,相对带宽为 9.1%,带内最小插损 S_{21} 为 -1.9 dB,带内反射损耗 S_{11} 均小于 -16 dB,带外抑制均超过 -32 dB。两个极点分别位于 3.08 GHz 与 4.94 GHz,寄生通带出现在三倍频处。比较两款滤波器的频率响应特性可知,与滤波器 a 相比,滤波器 b 在选择性与带外抑制方面具有更好的工程实用价值。

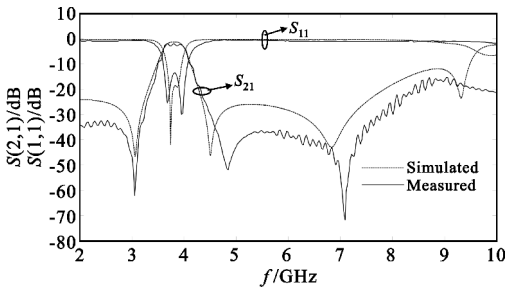
表 1 滤波器参数值

Table 1 Parameters of the filters

滤波器	L_2 /mm	L_3 /mm	L_4 /mm	L_5 /mm	L_6 /mm	L_7 /mm	W_1 /mm	W_2 /mm	W_3 /mm	W_4 /mm	S_1 /dB	S_2 /dB
滤波器 a	1	6	2.42	8.4	3	8.4	0.28	0.28	2	1.06	0.15	0.2
滤波器 b	0.4		2.42	8.4	3	3.4	0.28	0.28		1.06	0.15	0.2



(a) 开路支节加载



(b) 短路支节加载

图 8 滤波器仿真测试结果

Fig. 8 Simulated and measured filters performances

4 结 论

本文设计了两款由E型谐振器和容性源负载耦合组成的新型滤波器。滤波器具有两个传输零点,一个传输零点与偶模有关,另一个位置可调的传输零点通过源负载耦合产生。改变加载支节的尺寸可以调节滤波器带宽,所采用的输入/输出与谐振器之间的耦合方式在实现宽带滤波特性方面更具优势。两款滤波器具有尺寸小、插损低、阻带宽的特点,与开路支节加载的双模滤波器相比,短路支节加载的双模滤波器在选择性与带外抑制方面性能更好,在微波电路中具有很好的应用前景。但是与腔体结构、LTCC结构的滤波器相比,文中所设计的微带滤波器在带外抑制方面还不够高,需要进一步的研究。

参考文献:

- [1] Rezaee M, Attari A R. Effects of narrow slits on frequency response of a microstrip square loop resonator and dual-mode filter applications [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2013, 55(1):143-146.
- [2] 李勇,邹传云. 低损耗双谐振微带带通滤波器设计[J]. *电讯技术*, 2013, 53(8):1074-1078.
LI Yong, ZOU Chuan-yun. Design of a low loss microstrip bandpass filter with double resonance [J]. *Telecommunication Engineering*, 2013, 53(8):1074-1078. (in Chinese)
- [3] Lee J R, Cho J H, Yun S W. New compact bandpass filter using microstrip $\lambda/4$ resonator with open stub inverter [J]. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2000, 10(12):526-527.
- [4] Zhang X-Y, Xue Q. Novel centrally loaded resonators and their applications to bandpass filters [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(4):913-920.
- [5] 褚庆昕,范莉. 具有4个传输零点的源-负载耦合滤波器[J]. *华南理工大学学报(自然科学版)*, 2010, 38(10):14-18.
CHU Qing-xin, FAN Li. Source-load coupling filter with four transmission zero points [J]. *Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition)*, 2010, 38(10):14-18. (in Chinese)
- [6] Deng H W, Zhao Y J, Chen W, et al. Wide upper-stop-band microstrip bandpass filter with dual-mode open loop stepped-impedance resonator and source-load coupling structure [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2012, 54(7):1618-1621.

- [7] 位朝奎. 新型微波滤波器关键技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2013.

WEI Chao-lei. Study on key techniques of novel microwave filters [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013. (in Chinese)

- [8] 孙守家,吴边,梁昌洪. 新型双模方环微带带通滤波器[J]. *西安电子科技大学学报(自然科学版)*, 2014, 41(1):53-56.

SUN Shou-jia, WU Bian, LIANG Chang-hong. Novel dual-mode square loop microstrip bandpass filter [J]. *Journal of Xidian University (Natural Science Edition)*, 2014, 41(1):53-56. (in Chinese)

- [9] Li L, Li Z F. Application of inductive source-load coupling in microstrip dual-mode filter design [J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(2):141-142.

作者简介:



雷涛(1985—),男,山西运城人,分别于2007年和2010年于贵州大学获学士学位和硕士学位,现为贵州大学电子信息学院博士研究生,主要研究领域为微波器件与微电子器件;

LEI Tao was born in Yuncheng, Shanxi Province, in 1985. He received the B. S. degree and the M. S. degree from Guizhou University in 2007 and 2010, respectively. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include microwave devices and microelectronic devices.

Email:leitao2003101@163.com

向天宇(1987—),女(土家族),辽宁鞍山人,2013年于贵州大学获硕士学位,现为贵州师范大学讲师,主要研究领域为微波器件、频率合成技术;

XIANG Tian-yu (Tujia nationality) was born in Anshan, Liaoning Province, in 1987. She received the M. S. degree from Guizhou University in 2013. She is now a lecturer. Her research interests include microwave planar filters and frequency synthesis.

Email:xyt8587@163.com

张正平(1964—),男,贵州贵阳人,2003年于浙江大学获博士学位,现为贵州大学教授,主要研究领域为物理电子学、微波器件、信号处理。

ZHANG Zheng-ping was born in Guiyang, Guizhou Province, in 1964. He received the Ph. D. degree from Zhejiang University in 2003. He is now a professor. His research interests include physical electronics, microwave devices and signal processing.

Email: zpzhang@gzu.edu.cn