

基于开路 T 型结构的小型化超宽阻带滤波器设计

朱轶智^{①②} 张晓娟^① 方广有^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100049)

摘要: 传统滤波器由于寄生通带的存在, 其高频阻带性能较差。随着超宽带雷达系统和超宽带通信系统的发展, 小型化宽阻带的滤波器已成为一项紧迫的技术课题。该文论述了一种普适性的基于开路 T 型结构的小型化超宽阻带滤波器结构, 这种滤波器和传统滤波器相比, 结构极为紧凑, 5 倍基频范围内的寄生通带均被抑制, 而通带性能保持良好。基于此结构实际制作了一个截止频率为 2.9 GHz 的低通滤波器, 测量得到的通带内平均插入损耗仅 0.67 dB, 带内平均驻波比为 1.33, 过渡带陡峭, 40 dB 矩形系数仅 1.096, 而所测得的阻带从 3.23 GHz 到 10.30 GHz 之内谐波抑制大于 36 dB, 从 10.30 GHz 到 15 GHz 之内谐波抑制大于 27 dB; 该滤波器的长度仅为传统的同类型滤波器的长度的 37.1%, 面积大大减小。仿真和测量结果表明该类型滤波器同时满足了小型化和宽阻带的性能需求。

关键词: 小型化滤波器; 超宽阻带; 开路 T 型结构

中图分类号: TN 713

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)09-2282-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01021

Design for Miniature Filter with Ultra-wide Stopband Based on Open-Stub T-shaped Structure

Zhu Yi-zhi^{①②} Zhang Xiao-juan^① Fang Guang-you^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

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

Abstract: Conventional filters always suffer from the interference of its spurious bands, which leads to poor stopband in high frequency range. With the development of ultra-wide band radar system and ultra-wide band communication system, filters with minitype and wide-stopband become an urgent technique challenge. In this paper, a general design of miniature filter with ultra-wide stopband based on open-stub T-shaped structure is demonstrated. Comparing with conventional filters, this type of filters have compact structure, good passband characteristics and its spurious bands within the fifth order harmonic frequency range are all suppressed. A lowpass filter with cutoff frequency at 2.9GHz is designed with the proposed structure. The measured average insertion loss is only 0.67dB, average VSWR is only 1.33. Its transition band is steep and its 40dB square ratio is 1.096. The measured 36dB stopband ranges from 3.23GHz to 10.30GHz and 27dB stopband ranges from 10.30GHz to 15GHz. Moreover, its length is only 37.1% of the conventional substitutional filter, with much less area and more compact layout. The simulated and measured results indicate that this open-stub T-shaped filter satisfies the demand of both minitype and wide-stopband.

Key words: Miniature filter; Ultra-wide stopband; Open-stub T-shaped structure

1 引言

滤波器是微波毫米波电路中不可缺少的一种微波无源器件。而由于寄生通带的存在, 传统滤波器的高频段阻带性能比较差。滤波器寄生通带的位置通常由其所采用的谐振因子的结构所决定^[1]。传统的

并联分支线低通滤波器和半波长平行耦合线滤波器的寄生通带都位于中心频率的 2 倍处, 而传统的阶跃阻抗(SIR)谐振滤波器的寄生通带多在中心频率的 2.5-3 倍处, 应用时很难获得宽阻带的抑制效果。近年来, 随着移动通信系统、雷达系统以及超宽带通信系统的发展, 研制小型化、宽阻带性能的滤波器已经成为一项紧迫的技术课题和市场需求。为了获得低插入损耗、宽阻带性能的滤波器, 学者们提出了各种解决办法和新的滤波器结构, 例如改变

2009-07-17 收到, 2010-01-18 改回

国家 863 计划项目(2009AA12ZB2)资助课题

通信作者: 张晓娟 xjzhang@mail.ie.ac.cn

SIR 单元的结构使得 SIR 滤波器的寄生通带进一步抑制^[2], 输入输出抽头的改变和并联的四分之一波长的开路短截线都会在滤波器阻带上增加额外的传输零点^[3,4], 波形线和褶皱线构造的滤波器会对 2 次谐波上有将近 30 dB 的抑制^[5,6], 平面电磁带隙结构 (Electromagnetic Bandgap Structure, EBS) 和缺陷地 (Defected Ground Structure, DGS) 在滤波器设计上的应用会对低次谐波有超过 20 dB 的抑制^[7,8], 应用非均匀谐振单元和不对称耦合单元的滤波器会对二次谐波有超过 30 dB 的抑制^[9], 最直接的抑制方法是级联一个相应的带阻滤波器^[10]。然而这些方法有的存在先天性设计限制, 有的会使整个滤波器的面积增大很多, 且都存在着使设计复杂化和使插入损耗增大的缺陷。

本文将滤波器中的串联四分之一波长连接线用开路的 T 型结构代替, 实现了传统滤波器和相应的带阻滤波单元的集成, 所提出的滤波器具有非常紧凑的设计尺寸和谐波抑制高达 3, 4 倍基频的超宽阻带性能。类似的方法近年来有学者提出^[11-13], 但文献[11]没有所设计 T 型结构的普适性设计方程, 所提出的设计方案仅限于一个不断的冗余尝试; 在文献[12]中, 所提出的设计方程仅局限于所有的传输线是同一阻抗的一个特例; 而在文献[13]中, 所使用的开路 T 型结构的长度又固定在四分之一波长, 从而仅抑制二次谐波而对其他次谐波没有限制。本文概括了紧凑型开路 T 型结构的普适性结构, 通过对 T 型结构的传输线模型分析得到了它的普适性设计方程, 利用这个普适性结构代替传统滤波器的串联传输线, 可以得到具有超宽阻带的带通滤波器或者低通滤波器, 且通带内插入损耗小, 通带平滑、过渡带陡峭。另一方面, 该结构在满足一定的条件下可以使所设计滤波器比传统滤波器的尺寸有所减小, 符合现代滤波器设计的紧凑性需求。最后利用此开路 T 型结构设计制作了一个截止频率为 2.9 GHz 的低通滤波器, 所测得的通带内平均插入损耗仅 0.67 dB, 最大插损位于 2.9 GHz 处为 1.62 dB, 带内平均驻波比为 1.33, 最大驻波比位于 2.598 GHz 处为 1.77; 过渡带陡峭, 40 dB 矩形系数仅 1.096; 而测量得到的 36 dB 阻带一直延伸至 10 GHz, 27 dB 阻带则延伸至 15 GHz, 实现了超过 5 倍基频范围内的宽阻带; 另一方面, 该滤波器的长度仅为传统并联枝节型滤波器长度的 37.1%, 结构极为紧凑。实际测量结果充分说明这种开路 T 型结构的滤波器同时具有超宽阻带和小型化的特点。

2 基于开路T型结构的小型化超宽阻带滤波器

图 1 所示是传统的 7 阶微带线四分之一波长并联枝节线低通滤波器, 假设所采用的微波介质板相对介电常数为 2.55, 板厚度为 0.5 mm。该低通滤波器的截止频率为 2.9 GHz, 输入输出端口都设计为 50 Ω 传输线(在此情况下线宽 1.44 mm), 其尺寸大小为 12.74 mm \times 95.68 mm。具体的设计步骤可参考经典的微带线滤波器设计^[1], 其通带和阻带的传输特性和驻波比如图 2, 图 3 中虚线所示。从图可看出在其阻带特性中, 阻带抑制超过 20 dB 的杂散通带范围约从 6 GHz 到 12 GHz, 也就是从其二次谐波频率处一直到 4 次谐波频率处都是寄生的杂散通带, 且寄生效应严重的频段甚至 S_{21} 达到了 2 dB 以内。如此严重的大范围杂散通带将会给宽带系统内的滤波器使用带来不可估量的影响。

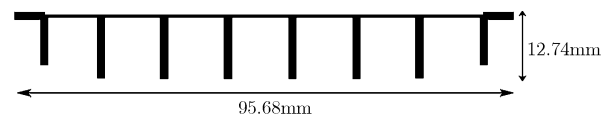


图1 传统的7阶并联枝节线低通滤波器

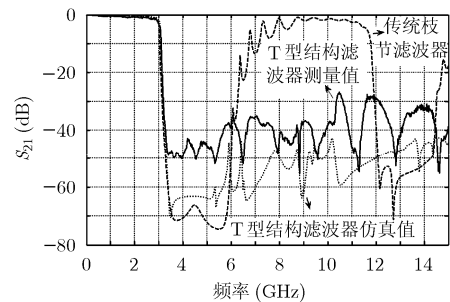


图2 传统并联枝节滤波器和基于开路T型结构的改进型滤波器的传输特性对比

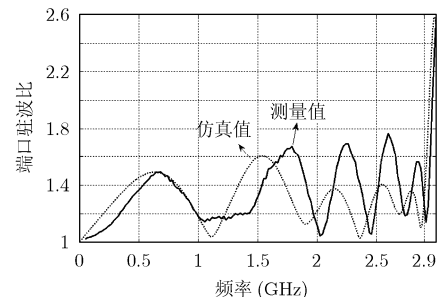


图3 基于开路T型结构的滤波器的通带内(0-2.9 GHz)端口驻波比

为了抑制处于阻带的寄生杂散通带, 且尽可能地减小整个滤波器的尺寸, 我们用如图4(a)所示的开路的T型结构代替传统并联枝节线滤波器中的串

联四分之一波长连接线,这种开路T型结构在其谐振频率处有极大的衰减,但在其他频率带内插入损耗极小。在设计时,只要把开路T型结构的谐振频率设在要限制的杂散通带中心频率处,就能很好地起到谐波抑制的作用。因为杂散通带通常很宽且有可能在频域上离散,通常情况下单个开路T型结构是不够的,本文把该滤波器中的6节连接线都替换成开路T型结构,从而构成级联的6级开路T型结构,然后再对连接线进行适当弯曲,得到改进后的7阶开路T型低通滤波器,如图5所示。输入输出端口也设计为 $50\ \Omega$ 传输线(即线宽 $1.44\ \text{mm}$),并联的各阶枝节线保持图1所示的尺寸和长度不变。替代后的所得滤波器的总尺寸大小仅为 $15.05\ \text{mm} \times 35.49\ \text{mm}$,为图1所示的传统并联枝节滤波器的长度的37.1%,面积大大减小。开路T型结构中的开路短桩的长度可以控制所抑制的频率,由于用了6级级联的开路T型结构,从而这个改进的7阶开路T型滤波器在阻带上有了6个传输零点,很好地实现了5倍基频范围内的杂散通带抑制。

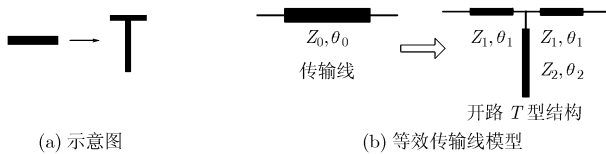


图4 开路T型结构替代串联连接线

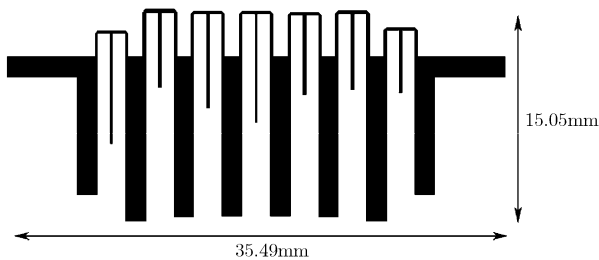


图5 基于开路T型结构的改进型7阶低通滤波器

改进型的7阶枝节线滤波器经过Ansoft公司电磁仿真软件仿真,所得到的通带阻带仿真特性的如图2中点线(……)所示。从图可以看出,通带的传输特性几乎没有改变,平均插入损耗只降低了 $0.2\ \text{dB}$,通带内的驻波比仿真值如图3中所示,不超过 1.6 ;而阻带特性却大为优化, $40\ \text{dB}$ 阻带从 $3.242\ \text{GHz}$ 一直延伸到 $15\ \text{GHz}$,大部分阻带内抑制超过 $45\ \text{dB}$,从2次谐波到5次谐波均被抑制,并且对应于6级级联的开路T型结构,阻带上有了6个传输零点分别位于 $5.375\ \text{GHz}$, $6.093\ \text{GHz}$, $6.642\ \text{GHz}$, $8.363\ \text{GHz}$, $8.931\ \text{GHz}$, $9.363\ \text{GHz}$ 和 $10.52\ \text{GHz}$ 。仿真结果表

明该紧凑型滤波器在理论上实现了超过5个倍频程的深抑制超宽带阻带,且通带内传输特性良好。

基于仿真结果实际制作了一个基于开路T型结构的滤波器样品,该样品仅有一元硬币左右大小,如图6所示,所采用的微波介质板材型号为Neltec NY9255,其相对介电常数为 2.55 ,板厚度为 $0.508\ \text{mm}$, $10\ \text{GHz}$ 频率下的损耗正切为 0.0018 。用矢量网络分析仪对该滤波器样品进行了分带宽段的测量,测量所得的传输特性曲线和驻波比分别绘于图2,图3中的实线(——)所示。根据测量结果,通带内平均插入损耗为 $0.67\ \text{dB}$,最大插入损耗位于 $2.9\ \text{GHz}$ 处为 $1.62\ \text{dB}$,通带内平均驻波比为 1.33 ,带内最大驻波比位于 $2.598\ \text{GHz}$ 处为 1.77 。而所测得的 $36\ \text{dB}$ 阻带从 $3.23\ \text{GHz}$ 一直延伸到 $10.30\ \text{GHz}$,从 $10.30\ \text{GHz}$ 到 $15\ \text{GHz}$ 之内的阻带抑制超过 $27\ \text{dB}$,也基本实现了5次谐波范围内的抑制。

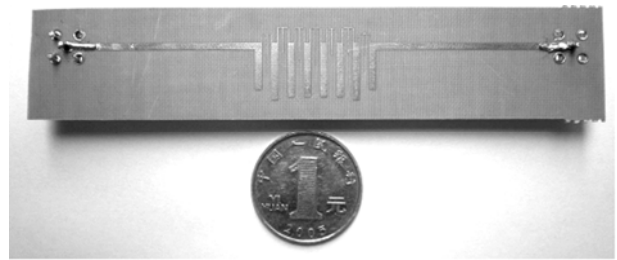


图6 实际制作的小型化开路T型结构超宽带低通滤波器样品

观察测量结果,通带、阻带内都有部分测量特性差于仿真结果,这是由于微带线的部分加工误差、测量接头的不完全匹配造成的反射、以及仿真的不精确性造成的,同时SMA接头处的焊锡不均匀反射,导致了测试曲线在某些频带内的抖动和测试所得 S_{21} 曲线中阻带的零点增加。从 $4\ \text{GHz}$ 开始的阻带范围 S_{21} 的测量值比仿真值高大约十几到二十个 dB ,但考虑到仿真值在阻带内的仿真结果均为 $50\ \text{dB}$ 以上、甚至达到 $60\ \text{dB}$ 以上,而实际工程中的滤波器不太可能实现这么深的抑制,一般工程中的滤波器的阻带如果达到 $-35\ \text{dB}$ 以下,均认为已经达到了很好的抑制效果了。另外矢量网络分析仪在 $0\text{--}15\ \text{GHz}$ 宽的带宽内很难一次完成良好的校准,故实际测量时采取分段测量的方法,而分段测量必然会造成不同次的测量误差、测量接头的匹配误差等都不一样,且在某些频率段内可能测量接头的谐振会引起尖刺,也是可能引起阻带范围内 S_{21} 曲线的抖动和尖刺的原因之一。考虑到测量误差和仿真误差,所制作的开路T型结构滤波器通带内传输特性特别是某些频点的驻波比还有优化的空间,但阻带在超过3个倍

频段范围内实现了35 dB的深抑制,在超过5个倍频段范围内实现了27 dB的抑制,已经大大改良了传统并联枝节滤波器的阻带情况。

3 开路T型结构的传输线模型分析

基于开路T型结构的滤波器能够抑制谐波,是因为开路T型结构在谐波处的带阻特性所致。而开路T型结构实质上由两侧的连接线和中间的开路短桩构成,本节分析开路T型结构的传输线模型。图2(b)表述了常规传输线和开路T型结构的传输线模型,设常规传输线的特性阻抗为 Z_0 ,电长度为 θ_0 ;开路T型结构两侧的连接线的特性阻抗为 Z_1 ,电长度为 θ_1 ,中间的开路短桩的特性阻抗为 Z_2 ,电长度为 θ_2 。

常规传输线的ABCD矩阵为

$$\mathbf{M}_0 = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & jZ_0 \sin \theta_0 \\ \frac{j \sin \theta_0}{Z_0} & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

开路T型结构的两侧的连接线实质上也是常规传输线,其ABCD矩阵表示为

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j \sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

如果忽略其中间短桩的开路终端效应的话,其ABCD矩阵表示为

$$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \theta_2}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

考虑到开路T型结构在网络上是由两侧的连接线和中间的开路短桩级联而成,忽略级联的不连续性,可以得到开路T型结构的ABCD矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_T &= \mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1 \\ &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta_1 - \frac{Z_1}{2Z_2} \sin 2\theta_1 \tan \theta_2 \\ \frac{j \sin \theta_1}{Z_1} \left(2 \cos \theta_1 + \frac{Z_1}{Z_2} \frac{\cos \theta_1}{\tan \theta_1} \tan \theta_2 \right) \\ jZ_1 \sin \theta_1 \left(2 \cos \theta_1 - \frac{Z_1}{Z_2} \sin \theta_1 \tan \theta_2 \right) \\ \cos 2\theta_1 - \frac{Z_1}{2Z_2} \sin 2\theta_1 \tan \theta_2 \end{bmatrix} \quad (4) \end{aligned}$$

当用开路T型结构取代常规传输线时,如果要使通带范围内传输特性不变,则要求通带范围内

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{M}_0 \quad (5)$$

将式(1),式(4)代入式(5)并整理,得到方程组

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_1}{Z_2} &= 2 \sin 2\theta_1 \tan \theta_2 (\cos 2\theta_1 - \cos \theta_0) \\ Z_0 \sin \theta_0 &= Z_1 \sin \theta_1 \left(2 \cos \theta_1 - \frac{Z_1}{Z_2} \sin \theta_1 \tan \theta_2 \right) \\ Z_1 \sin \theta_0 &= Z_0 \sin \theta_1 \left(2 \cos \theta_1 + \frac{Z_1}{Z_2} \frac{\cos \theta_1}{\tan \theta_1} \tan \theta_2 \right) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

从这个方程组可得到关于 Z_1 和 Z_2 的解分别为

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \cot \theta_1 \cdot \frac{1 - \cos \theta_0}{\sin \theta_0} \cdot Z_0 \\ Z_2 &= \tan \theta_2 \cdot \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos 2\theta_1 - \cos \theta_0} \cdot \frac{1 - \cos \theta_0}{\sin \theta_0} \cdot Z_0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式(7)表示了开路T型结构和常规传输线之间的设计转换关系式,即利用此转换关系式,可以把传统的滤波器中的传输线替换成开路T型结构,从而设计出小型化的谐波抑制滤波器。由此关系式可得出如下分析:

(1)开路T型结构中间的开路短桩是用来抑制谐波的,被抑制的谐波次数 n 取决于 θ_2 且有如下对应关系: $\theta_2 = 90^\circ / n$ 。如果一级开路T型结构的抑制深度不够,可以通过级联多级开路T型结构来增加抑制深度和抑制宽度,如本文第2节所示滤波器。

(2)在转换过程中, Z_0 , θ_0 和待抑制的谐波次数 n 是已知的, Z_1 , Z_2 和 θ_1 是要通过关系式计算的,所以就会有无穷多组解满足式(7)。考虑到微带线的加工宽度(如线宽大于0.1 mm)等实际因素,只有部分组解是合理的,因此需要适当地去选择 θ_1 来确定 Z_1 和 Z_2 。

(3)从式(7)中 Z_2 的表达式知,只有 $\cos 2\theta_1 - \cos \theta_0 > 0$ 才使得 Z_2 有意义,于是 θ_1 的范围被限定在 $0 < \theta_1 < \theta_0 / 2$ 之内,而电长度对应的是物理长度,因此T型开路结构的物理长度一定短于常规传输线,这是T型开路结构滤波器比传统滤波器尺寸小的理论依据。

(4)当 $\theta_1 = \theta_0 / 2$ 时,由式(7)可得 $Z_1 = Z_0$ 且 Z_2 趋向于无穷大;此时开路短桩在连接线处的输入阻抗也趋向于无穷大,这实际上就相当于开路短桩没有连接到连接线上,相当于已经演变成常规传输线了。所以常规传输线可以理解为开路T型结构在 $\theta_1 = \theta_0 / 2$ 时的一种特殊形式。

4 结束语

本文论述了用开路T型结构替代传统滤波器中的传输线得到基于开路T型结构的小型化超宽阻带滤波器的方案,这种开路T型结构把位于其谐振点的带阻特性集成到传统滤波器中,同时又不影响通带特性,极大地缩小了传统滤波器的面

积, 达到了宽带范围内的谐波抑制和结构紧凑的双重效果。文中所制作的基于这种结构的低通滤波器所得到的抑制阻带高达5次谐波的频率, 长度仅为所取代的传统并联枝节线低通滤波器长度的37.1%, 而通带内插入损耗和驻波比均满足实际工程使用指标。这种开路T型结构不但可以用在本文第2节所述的并联枝节线低通滤波器上, 还可以应用于常见的带通发夹滤波器、阶跃阻抗滤波器等^[4], 具有极大的普适性, 因此本文论述的这种基于开路T型结构的滤波器将会在很大程度上满足当前小型化、宽阻带性能滤波器的迫切需要。

参 考 文 献

- [1] Hong J and Lancaster M J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2001, Chapter 3-4.
 - [2] Pan H Y, Wu H W, and Weng M H. Design of the compact SIR-based bandpass filter with a wide stopband. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2008, 50(4): 948-952.
 - [3] Mondal P and Mandal M K. Design of dual-band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(1): 150-155.
 - [4] Ren M, Chen D, and Cheng C. A novel wideband bandpass filter using a cross-shaped multiple-mode resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, 18(1): 13-15.
 - [5] Kuo J T, Hsu W H, and Huang W T. Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, 12(10): 383-385.
 - [6] Lopetegui T, Laso M, Falcone F, Martin F, Bonache J, Garcia J, Perez-Cuevas L, Sorolla M, and Guglielmi M. Microstrip "wiggly-line" bandpass filters with multispurious rejection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(11): 531-533.
 - [7] Garcia-Garcia J, Bonache J, and Martin F. Application of electromagnetic bandgaps to the design of ultra-wide bandpass filters with good out-of-band performance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(12): 4136-4140.
 - [8] 龙泉, 杜正伟, 刘濮鲲. 一种新颖U形缺陷地结构宽阻带低通滤波器. *微波学报*, 2008, 24(4): 64-67.
Long Quan, Du Zheng-wei, and Liu Pu-kun. A novel low-pass filter of wide stop-band with U-shaped defected ground structure. *Journal of Microwaves*, 2008, 24(4): 64-67.
 - [9] Wong S W and Zhu L. Implementation of compact UWB bandpass filter with a notch-band. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, 18(1): 10-12.
 - [10] Tang C W and Hsu Y K. A microstrip bandpass filter with ultra-wide stopband. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(6): 1468-1472.
 - [11] Quendo C, Rius E, Person C, and Ney M. Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out-of-band improvement. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(12): 2376-2383.
 - [12] Manchec A, Quendo C, Rius E, Person C, and Favennec J F. Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 16(1): 4-6.
 - [13] Tu W H and Chang Kai. Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(6): 2497-2502.
 - [14] Zhu Y, Zhang X, and Fang G. General design of compact T-shaped line filter with ultra-wide stopband. *Progress in Electromagnetics Research Symposium 2009, Moscow*, 2009: 1555-1558.
- 朱轶智: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为微波有源电路和微波无源电路的设计.
- 张晓娟: 女, 1964年生, 研究员, 从事微波电路与天线、电磁散射与遥感、电磁计算等方面的研究工作.
- 方广有: 男, 1963年生, 研究员, 博士生导师, 从事超宽带电磁学理论及其应用、损耗介质中隐蔽目标的电磁探测、超宽带成像雷达技术、微波成像新方法和新技术等方面的研究工作.