

基于TRL的3mm波段变容二极管对建模方法

安大伟¹, 于伟华², 吕 昕²

(1. 中国气象局国家卫星气象中心, 北京 100081; 2. 北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081)

摘 要: 本文在商用变容二极管的简化电路模型基础上, 对非线性肖特基结和周围的无源结构进行了基于石英介质的TRL去嵌入建模分析, 在考虑二极管无源区和封装环境各种寄生参量情况下, 建立了精确的3mm波段二极管对电路模型. 采用TRL算法, 通过拟合初始二极管S参数曲线和TRL测试参数确定芯片电路模型中各集总参数元件数值. 二极管对在片各项测试结果和基于改进的电路模型仿真结果相吻合. 该二极管对电路模型建模方法可应用于毫米波亚毫米波混频倍频电路的准确分析与设计.

关键词: GaAs 变容二极管; 芯片电路模型; 不连续性; 毫米波

中图分类号: **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012)06-1180-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.06.019

TRL-Based Modeling Method of Varactor Diodes for 3mm Millimeter-Wave Application

AN Da-wei¹, YU Wei-hua², LÜ Xin²

(1. National Satellite Meteorological Center, China Meteorological Administration Beijing 100081, China;

2. The School of Information and Electronic, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: Based on the simplified circuit model of the commercially available Varactor diode, TRL analysis on quartz is introduced in this paper for the analysis of the passive parts of the diode chip. The diodes chip model in 3mm is setup by the analysis of all the parasitic parameters and working environment. By using TRL arithmetic, the values of lumped elements in the diode chip model are determined. The measured on-wafer results agree well with simulated results of the diode chip. The methods of modified diodes chip model may find its applications in the design of millimeter circuits such as mixers and frequency multipliers.

Key words: GaAs Varactor diode; chip circuit model; discontinuity; millimeter-wave

1 引言

器件模型和特性参数直接影响到仿真设计模型库, 是优化设计电路的前提, 并且它还进一步关系到电路整体性能和系统性能等问题. 目前器件模型有些参数难以定义, 因此器件特性参数的获取更多地依靠测试. 在片测试技术是一种应用于IC研究与生产的新型测试技术, 它省去封装所带来的影响. 但由于IC的器件尺寸很小, 因此仍需要小型化集成化的测试夹具, 并且随着以GaAs、InP、石英材料为代表的高频器件的发展, 使IC器件的工作频率大大提高, 因此对有源及无源器件的精确测量提出了更高的要求, 尤其是要排除测试夹具的影响, 即解决好去嵌入问题.

本文选择TRL^[1~4]法用于射频测试系统的校准, 把

它应用到了3mm波段石英集成半导体器件的去嵌入问题上, 编写出相应的去嵌入程序, 设计了相应的石英单片校准件. 对某型变容二极管对进行了TRL去嵌入测试, 结合二极管模型和实际封装环境建立了基于石英基片的变容二极管对毫米波模型, 通过拟合该设计模型和TRL测试结果, 建立准确的变容二极管对工作模型, 此方法为开展基于石英基片的毫米波亚毫米波混频器和倍频器设计奠定了基础, 国内未见报道.

2 TRL去嵌入理论基础分析

网络仪测量系统端口框图如图1所示, 图中待测件两端各加一个寄生网络X, Y. 两个寄生网络之间即为被测件的实际S参数网络. 图2为其对应的信号流图, 其中 e_{ij} 为寄生网络的误差参数, S_{ijout} 为被测件的实际S

参数.

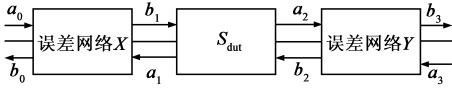


图1 测量系统端口框图

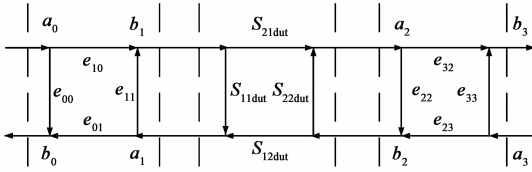


图2 TRL校准的8项寄生网络信号流图

校准测试本质是去除夹具影响,只得到待测件的 S 参数信息^[5]. 设寄生网络 X 、 Y 传输矩阵为 T_X 、 T_Y , 待测件二端口网络的传输矩阵为 T_{dut} , 被测件的传输参数由两端的寄生网络传递到网络仪, 形成级联的传输矩阵 T_d .

$$T_d = T_X T_{dut} T_Y \quad (1)$$

其中:

$$T_d = \begin{bmatrix} T_{11d} & T_{12d} \\ T_{21d} & T_{22d} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21d}} \begin{bmatrix} S_{21d} S_{12d} - S_{11d} S_{22d} & S_{11d} \\ -S_{22d} & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$T_{dut} = \begin{bmatrix} T_{11dut} & T_{12dut} \\ T_{21dut} & T_{22dut} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21dut}} \begin{bmatrix} S_{21dut} S_{12dut} - S_{11dut} S_{22dut} & S_{11dut} \\ -S_{22dut} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$T_X = \begin{bmatrix} T_{11X} & T_{12X} \\ T_{21X} & T_{22X} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} e_{10} e_{01} - e_{11} e_{00} & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$= R_a = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_Y = \begin{bmatrix} T_{11Y} & T_{12Y} \\ T_{21Y} & T_{22Y} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} e_{32} e_{23} - e_{22} e_{33} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$= R_b = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 1 \end{bmatrix}$$

用 TRL 校准的目的就是计算出寄生网络的误差参数, 即以上方程中 a 、 b 、 c 、 α 、 β 、 γ 、 r_{22} 及 ρ_{22} 的值, 从而对测得的 S 参数进行系统误差修正得到被测件的真实值 S_{ijA} . 如图 3 表示 TRL 校准网络, 包含直通、反射和直线三种方式.

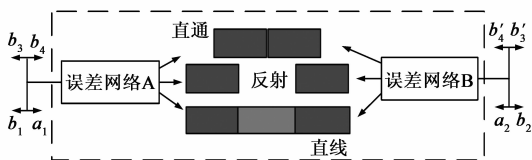


图3 TRL校准网络

3 建立去嵌入校准件模型和实物

在矢网上去除夹具影响的目的是对 8 项误差系数进行修正, 以便将测试夹具引入误差包括进去. 如果考察误差模型并在被测件的前后插入测试夹具, 便能建

立包括夹具项的流图模型. 对修正的误差项进行再归一化, 则求出用来表示仪器和夹具组合误差的一组方程, 一旦将这些误差项送入分析仪的误差修正程序, 则测试结果就是器件平面处被测件误差, 此时夹具影响已经消除.

3.1 校准件理论分析

(1) 反射

如图 4 石英微带电路上建立的反射线电路的设计版图.

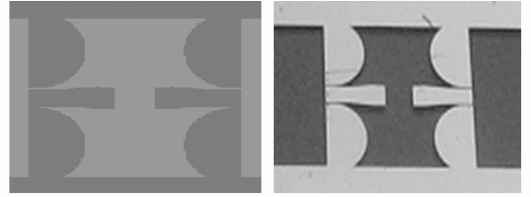


图4 反射线设计版图和电路图

如图 5 信号反射流图:

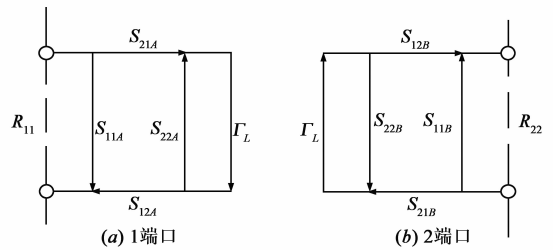


图5 信号反射流图

校准之前的测试不可避免地引入了误差项. 同时测试时标准校准件的误差因素也被带进了测量结果. 以下是信号流图的数学推导:

$$R_{11} = S_{11A} + \frac{S_{21A} S_{12A} \Gamma_L}{1 - S_{22A} \Gamma_L} \quad (6)$$

$$R_{22} = S_{11B} + \frac{S_{21B} S_{12B} \Gamma_L}{1 - S_{22B} \Gamma_L} \quad (7)$$

式中, R_{11} 和 R_{22} 分别是端口 1 和端口 2 的反射系数, 假定 1 和 2 端口反射系数相同, 在放置两端反射线时考虑反射线间距为待测器件长度, 另外此校准件是基于半导体石英微带电路形式, 因此为镀金微带线结构, 在进行探针测试时, 探针台上探针 GSG 三触角间距 $100\mu\text{m}$, 因此考虑带线和地端间距, 使得触角压在金线电路上, 保证不断路、短路和压空. 由于接入的带线结构是共面波导 CPW 形式, 中间工作电路形式为微带线形式, 因此需要考虑 CPW—微带线的过渡设计.

(2) 直通

直通的标准形式就是零延迟, 两端校准件端口对接实现.

直通形式的误差模型如下图 7.

当校准测试系统实现对接, 不接入待测件时的方程如下:



图6 直通设计版图和直通线电路图

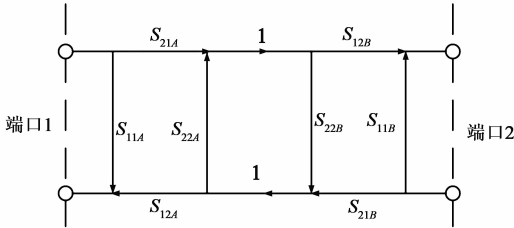


图7 信号直流通流图

$$T_{11} = S_{11A} + \frac{S_{21A}S_{12A}S_{22B}}{1 - S_{22A}S_{22B}} \quad (8)$$

$$T_{22} = S_{11B} + \frac{S_{21B}S_{12B}S_{22A}}{1 - S_{22B}S_{22A}} \quad (9)$$

$$T_{21} = \frac{S_{21A}S_{12B}}{1 - S_{22A}S_{22B}} \quad (10)$$

$$T_{12} = \frac{S_{21B}S_{12A}}{1 - S_{22B}S_{22A}} \quad (11)$$

上式中 T_{11} , T_{22} , T_{21} , T_{12} 分别是直通线形式的 S_{11} , S_{22} , S_{21} , S_{12} .

因为这套校准的微带线结构传输媒质是石英介质和金线,为了和假定的理想传输线一致,在设计时要充分考虑 CPW—微带线的平滑转换,同时表面电路的一致性要好.

(3) 直线

直线形式就是在直通形式中间接入一段 50Ω 微带线结构,由于 50Ω 微带线传输的特殊性,其数学模型结构方便给出.微带线长包括了 $75 \sim 110\text{GHz}$ 频段范围.



图8 直线设计版图和直线电路图

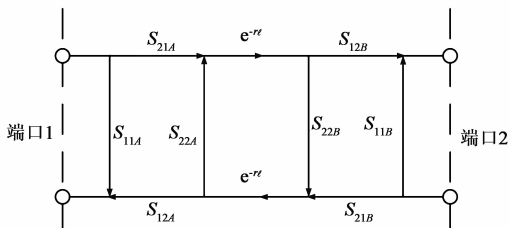


图9 信号直线流图

$$L_{11} = S_{11A} + \frac{S_{21A}S_{12A}S_{22B}e^{-2\gamma\ell}}{1 - S_{22A}S_{22B}e^{-2\gamma\ell}} \quad (12)$$

$$L_{22} = S_{11B} + \frac{S_{21B}S_{12B}S_{22A}e^{-2\gamma\ell}}{1 - S_{22B}S_{22A}e^{-2\gamma\ell}} \quad (13)$$

$$L_{12} = \frac{S_{21B}S_{12A}e^{-\gamma\ell}}{1 - S_{22B}S_{22A}e^{-2\gamma\ell}} \quad (14)$$

$$L_{21} = \frac{S_{21A}S_{12B}e^{-\gamma\ell}}{1 - S_{22A}S_{22B}e^{-2\gamma\ell}} \quad (15)$$

上式中 L_{11} , L_{22} , L_{21} , L_{12} , 分别是直线形式的 S_{11} , S_{22} , S_{21} , S_{12} .

测试频段范围 $75 \sim 110\text{GHz}$, 直线长度能够覆盖该频段范围.

3.2 校准件设计

进行 TRL 校准试验时,首先要考虑如何设计 TRL 标准件,由于本文设计的石英微带线结构没有现成的针对此种电路形式的标准商业校准件,因此校准件需要单独设计和制作^[6],如图 10.

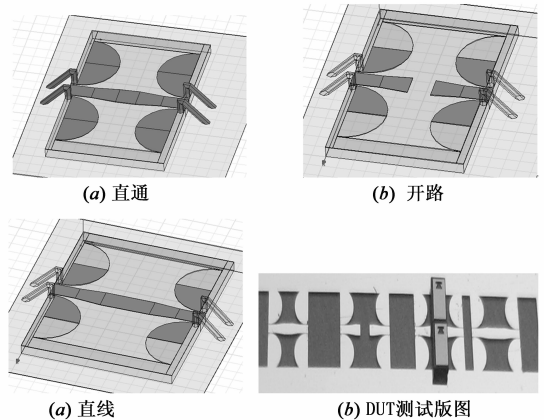


图10 各校准件实物图

直通形式校准件也叫做零延迟校准件,此种校准件由于对称性,使用时直接级联即可.设计要求如下:

- (1) 无损失
- (2) 无阻抗特性
- (3) 传输系数 $S_{12} = S_{21} = 1 \angle 0^\circ$
- (4) 反射系数 $S_{11} = S_{22} = 0$

反射形式校准件和 SOLT 校准方法中的开路件相似,符合以下条件:

- (1) 反射系数尽量接近 1
- (2) 反射系数相位必须已知且小于 90°
- (3) 夹具两端反射系数相等
- (4) 如果此校准件要当作校准的参考平面,此校准件的相位响应必须已知.

直线形式校准件必须符合以下条件:

- (1) 此校准件特性阻抗是建立测量时的参考阻抗,此校准件的插入相位不等于直通校准件相位,两者的

相位差必须介于 20° 到 160° , 最佳相位差 90°

(2) 频率跨度与起始频率比值大于 8 时, 必须使用 1 条以上的延长线直线

(3) 校准件衰减无须已知

根据以上原则, 对校准件进行设计并进行了测试, 建模过程中, 由于石英介质难以打孔接地, 因此 CPW 线的接地问题由探针两边地端端接解决, CPW 线与微带线间的连接采用渐变过渡形式. 实物校准件电路溅射在 $75\mu\text{m}$ 厚的石英介质表面, 金导体厚度 $5\mu\text{m}$, 底层接地层厚度 $3\mu\text{m}$. TRL 校准件设计最重要的就是对延迟线频率范围的确定, 3mm 波段频率带宽为 35GHz , $75\text{GHz} \times 8 = 600\text{GHz}$, 因此频率跨度 35GHz 小于起始频率的 8 倍, 使用一条微带线即可. 直线形式中 50Ω 微带线长度为 0.385mm , 相位 74° (3mm 中心频点), 满足与直通形式相位差 $20 \sim 160^\circ$ 之间的条件, 直线件在 $75 \sim 110\text{GHz}$ 频率范围内, 相位变化范围 $68 \sim 160^\circ$, 满足设计要求. 图 10 是各校准件实物图, 依次为直通件、开路件、直线件和 DUT (待测件) 电路, 实物图右下图黑色方块为两个二极管组成二极管对形式.

图 11 是图 10 中各个校准件和 DUT (待测件) 测试曲线, 分别为直通件、开路件、直线件、DUT 测试结果. 采用安捷伦公司 8510C 矢量网络分析仪, cascade 探针测试台和相关扩频模块, 进行去嵌入测试, 在测试前, 开展 3mm 波段探针台自测校准, 然后依次接入四种无源电路进行测试, 并采集数据.

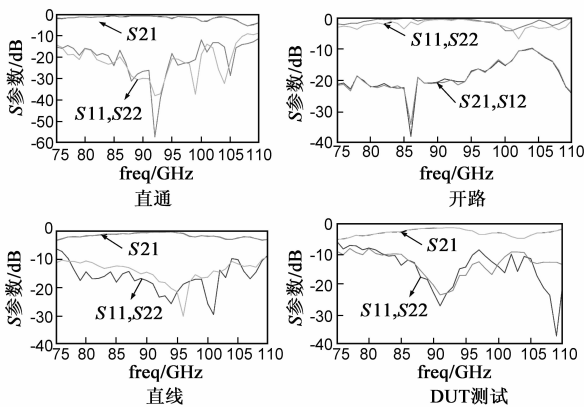


图 11 各校准件测试曲线

4 二极管寄生参数提取

下图 12 为 TRL 校准建模拟合曲线, 左边一列分别是 S_{21} 、 S_{12} 、 S_{11} 、 S_{22} 幅度, 右边一列分别是 S_{21} 、 S_{12} 、 S_{11} 、 S_{22} 对应相位. 直线型曲线为 DUT 测试曲线, 倒三角形线为所建模型曲线, 从图中可以看出, 模型和测试曲线拟合程度较好.

通过测试结果和所建模型进行拟合分析, 得到二极管双管串联接地形式模型如下图 13:

由于在与二极管两端焊盘部分连接时, 分别引入了一段特性阻抗为 50Ω 的微带传输线, 此段传输线和二极管焊盘间由于焊锡的体积、厚薄引起的不连续性, 采用串联电感和并联电容等效. 在金指和焊盘间, 不连续性通过并联电容来等效. 不连续性引起的等效电路集总参数数值通过拟合 S 参数确定.

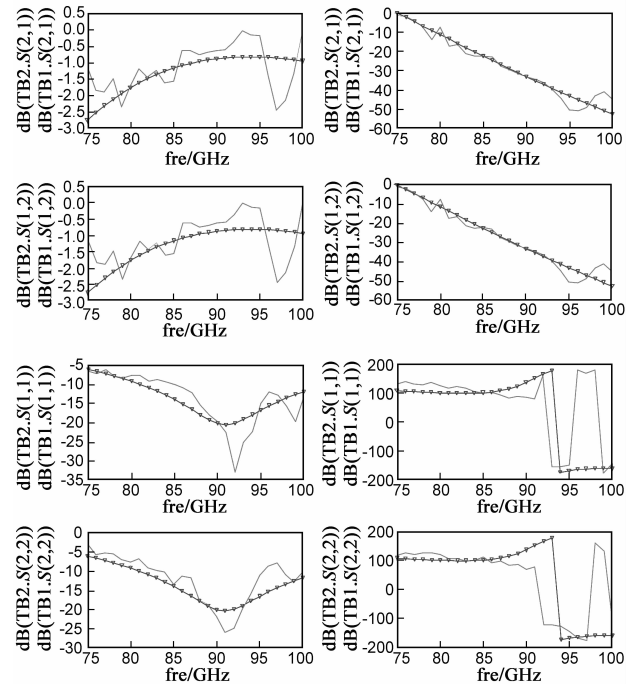


图 12 TRL 校准建模拟合曲线

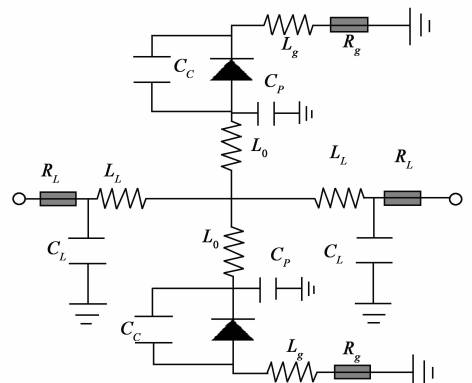


图 13 双变容二极管串联接地模型

表 1 双变容二极管串联接地模型的赋值

	$R_L(\Omega)$	$L_L(\text{nH})$	$C_L(\text{pF})$	$L_g(\text{nH})$	$L_0(\text{nH})$	$C_c(\text{pF})$	$C_p(\text{pF})$	$R_g(\Omega)$
数值	0.0012	0.025	0.0096	0.135	0.019	0.00085	0.036	2.6

5 二极管对电路测试

我们对变容管直流特性进行分析, 对比了模型仿真曲线和 I-V 测试曲线, 如图 14, 表明模型仿真曲线和变容管 I-V 测试曲线拟合良好, 管子模型准确.

由于趋肤效应, 直流条件下测量的 R_g 值与高频无

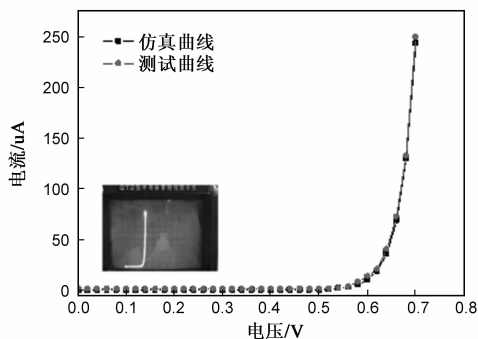


图14 变容管I-V测试曲线和模型仿真曲线对比

作时的值不同,高频电流仅仅存在于管芯表面薄层里,管芯内大部分区域无电流,高频电流薄层造成电流通径增加和横截面积减小,增加了二极管的串联电阻^[7,8],在实际高频应用中考虑对 R_s 的修正。

为了验证双变容二极管串联接地模型非线性效应,设计测试电路并建立了测试平台,由于当前频谱仪测试范围 0 ~ 40GHz,更高频谱无法测试,我们仅观测 40GHz 以内范围频谱特性。

信号源输入 9GHz 信号,观察 40GHz 范围内各次谐波,输入功率 15dBm 时,管对测试和仿真输出频谱分别如图 15 所示,发现频谱分量频率分布准确,各次奇次谐波功率接近;但是偶次谐波功率相差较大,理论分析表明二极管串联接地结构可以抑制偶次谐波,但在实际使用中发现有部分偶次谐波分量由于寄生效应和管对安装不严格对称溢出管对环路。

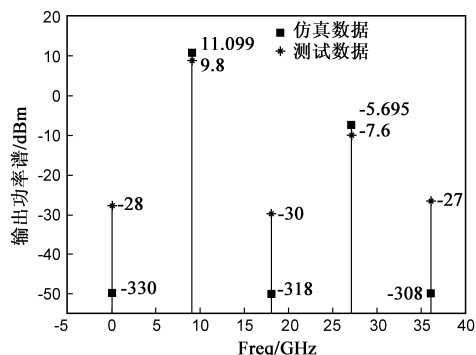


图15 9GHz信号仿真/测试功率谱分析

6 结论

本文研究了应用于毫米波去嵌入校准测试的 TRL 去嵌入理论,设计 TRL 校准的校准件电路,并且首次应用本文提出的石英集工艺设计了单片校准件电路,建立了二极管对的毫米波模型(包括封装/环境寄生参数模型),获得了毫米波段利用石英单片校准件去嵌入测试方法和石英单片校准件。

依据此校准件,对相关二极管对进行了建模分析,由于石英半导体工艺溅射导线精度可达微米量级,因

此对于对夹具加工工艺精度不敏感的 TRL 去嵌入校准方法,设计精度达到毫米波段的去嵌入要求.此石英基片上的二极管对去嵌入校准建模技术具有创新性和实用性,为进一步开展毫米波亚毫米波亚谐波混频器和倍频器研究奠定了基础。

致谢 本文感谢法国联合半导体公司的 Erric 先生富有建设性的建议。

参考文献

- [1] G F Engen. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1979, 27(12): 987 - 993.
- [2] Mohammed N Afsar, Sean McCooey, Nawaf Al-Moyaed. Permeability and permittivity measurements using propagation and impedance of TRL calibrated microstriplines [J]. Precision Electro-magnetic Measurements Digest, June 2008, 8(13): 528 - 529.
- [3] Liang Wan, et al. A mixed-mode TRL algorithm based on symmetrical reflection standards [A]. Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International [C]. Atlanta, GA: IEEE, 2008. 37 - 40.
- [4] 王幼林,陈振宇,钱辰,祝宁华.线性 TSM 和 TRL 校准方法中方程的选择[J].电子学报,2003,31(5):714 - 716. WANG You-lin, CHEN Zhen-yu, QIAN Chen, ZHU Ning-hua. Choice of equations in linear TSM and TRL methods[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(5): 714 - 716.
- [5] Glenn F Engen, CLETUS A. HOER. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer [J]. IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, 1979, 27(12): 987 - 993.
- [6] 安大伟,付兴昌,吕昕,于伟华,崔玉兴,刘相伍.适用于毫米波亚毫米波频段的石英微带线制造方法 [P]. 中国专利: 200910122467.2, 2009-10-12.
- [7] Stephen A Maas. Nonlinear Microwave and RF Circuits [M]. US: Artech House Publishers, 1998.
- [8] L E Deckens. Spreading resistance as a function frequency [J]. IEEE Trans, 1967, 15(2): 101 - 109.

作者简介



安大伟 男,1982 年生于湖北荆门,2009 年获得北京理工大学电磁场与微波技术专业博士学位,现为国家卫星气象中心副研究员,研究方向为星载微波遥感仪器和产品设计,毫米波亚毫米波技术。

E-mail: andawei@cma.gov.cn