

0.1 ~ 325 GHz 频段 InP DHBT 器件在片测试结构建模

徐忠超¹, 刘军^{2*}, 钱峰¹, 陆海燕¹, 程伟¹, 周文勇²

(1. 南京电子器件研究所 微波毫米波单片集成和模块电路国家级重点实验室, 江苏 南京 210016;

2. 杭州电子科技大学 教育部射频电路与系统重点实验室, 浙江 杭州 310017)

摘要: 给出了 InP DHBT 器件在片测试用到的开路 and 短路结构的等效电路模型. 模型拓扑结构基于物理结构建立, 并对其在亚毫米波段的高频寄生进行相对完整的考虑. 模型的容性和阻性寄生采用解析提取技术, 从开路结构低频测试数据中获取. 模型的高频趋肤效应采用传统物理公式计算初值, 并结合短路测试结构的低频解析提取结果对计算公式进行修正, 使其适用于实际测试结构建模. 模型拓扑结构和参数提取方法, 采用 0.5 μm InP DHBT 工艺上设计所得开路、短路测试结构进行验证. 模型仿真和测试所得 S 参数在 0.1 ~ 325 GHz 频段内吻合地很好.

关键词: 在片测试结构; 等效电路模型; 参数提取; 太赫兹

中图分类号: TN32 文献标识码: A

On-wafer test structures modeling for the InP DHBTs in the frequency range of 0.1 ~ 325 GHz

XU Zhong-Chao¹, LIU Jun^{2*}, Qian Feng¹, LU Hai-Yan¹, CHENG Wei¹, ZHOU Wen-Yong²

(1. Science and Technology on Monolithic Integrated Circuits and Modules Laboratory, Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing 210016, China;

2. Key Laboratory for RF Circuits and Systems of Ministry of Education, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310017, China)

Abstract: The equivalent circuit models for the open and short structures used in InP DHBT on-wafer testing are presented. The model topologies were physically based. The high frequency parasitics of the structures were considered in the model topologies completely. The capacitive and resistive parasitics were extracted from the low frequency measurements of the open structure directly. Tradition physical formulations were employed to have an initial determination of the skin effect elements of the models, and further corrected by using the analytically extracted results from the low frequency measurements of the short structure, which enables an accurate formulation for the test structures modeling. The models and the modeling methodology were verified using the open and short structures manufactured in a 0.5 μm InP DHBT technology. Excellent agreements of the model simulated and measured results are achieved over the frequency range of 0.1 ~ 325 GHz.

Key words: on-wafer test structures, equivalent circuit models, parameter extraction, THz

PACS: 84.40.-x, 84.40.Lj, 85.30.-z

引言

与 GaAs 系 HBT 相比, InP 系 HBT 由于材料系统固有的特性, 使其在直流增益、高频性能、功耗和 1/f 噪声等诸多方面体现出优势. 经过几十年的发

展, 作为 InP HBT 器件的典型, II 型 InP DHBT 在应用频段上逐渐逼近 THz 频段^[1-2], 成为高速、低功耗毫米波、亚毫米波和超高速器件及相关集成电路技术领域的研究热点.

基于 G-S-G 探针接触的在片测试是获取晶体管

收稿日期: 2018-05-02 修回日期: 2018-08-20

基金项目: 国家自然科学基金(61331006)

Foundation items: Supported by the National Natural Science Foundation of China (61331006)

作者简介 (Biography): 徐忠超 (1991-), 男, 江苏徐州人, 南京电子器件研究所在职研究生, 主要研究领域为毫米波亚毫米波器件. E-mail: zhongchao_xu@163.com

* 通讯作者 (Corresponding author): E-mail: ljun77@hdu.edu.cn

Received date: 2018-05-02 **revised date:** 2018-08-20

高频行为的有效手段. 为去除测试结构引入的高频寄生的影响, 通常需要设计出包括 Open、Short 和 TRL 等不同的测试结构^[3], 支持不同频段、不同去嵌入算法的执行. 测试结构的精确建模, 也是准确评估去嵌入算法的正确性、算法执行的精度以及新的去嵌入算法推导准确性的基础. 以等效电路形式建立 G-S-G PAD 以及 Open、Short 等结构模型的工作, 已有不少文献见于报道^[4-6]. 但无论是 RF CMOS 工艺还是化合物工艺, 已开展工作多集中在 110 GHz 频段以下^[4-5], 少量工作达到 220 GHz 频段^[6]. 对建立的模型, 又多采用解析提取技术获取模型参数值. 当模型拓扑结构愈来愈复杂, 解析提取算法的推导工作变得极其困难, 且难以验证、难以随测试结构尺寸变化进行可缩放应用, 需要提出新的参数提取算法以适用于不同模型的研究.

考虑 InP DHBT 器件在毫米波、亚毫米波, 乃至 THz 频段极大的应用潜力, 由在片测试获取管芯真实特性是对 InP DHBT 器件精确建模、器件性能行为分析等工作开展的前提. 本文从对 Open 和 Short 结构的高频寄生分析出发, 尝试由测试物理结构建立至亚毫米波频段精确的测试结构模型. 对建立的模型, 其容性和阻性寄生采用解析提取技术, 从 Open 结构低频测试数据中获取. 模型的高频趋肤效应采用传统物理公式计算初值^[7-9], 结合短路测试结构的低频解析提取结果对理论公式进行修正, 使之对实际测试结构适用. 提出的模型对测试结构的各个子连接结构所产生的高频寄生, 进行了准确的区分. 模型和模型参数提取方法, 采用 0.5 μm InP DHBT 工艺上设计所得开路、短路测试结构进行验证, 模型仿真和测试所得 S 参数在 0.1 ~ 325 GHz 频段内有很好吻合.

1 模型拓扑结构

基于 G-S-G PAD 的在片测试结构是连接探针和待测器件的必要件. 由测试结构带入的寄生, 通常采用 TRL、Open + Short 等去嵌结构的方法进行去除. 去嵌算法的成立与否, 很大程度上依赖于测试结构自身的等效电路结构和去嵌算法所应用的频段. 本文提出了一种基于 Open + Short 去嵌算法的模型拓扑结构, 给出了所有参数的提取算法以及验证结果.

开路短路在片测试结构实物加工顶视图如图 1 所示, 其中开路结构 PAD 的长度和宽度分别为 380 μm、195 μm, 圆形 Signal-PAD 的半径是 30 μm, Sig-

nal-PAD 和 Ground-PAD 之间的间距是 22 μm. Signal-PAD 和待测器件之间连接线的长度为 75 μm, 宽度为 9 μm, 短路结构和开路结构相似, 区别在于短路结构增加了短路连接线(Stub Line), 其纵向长宽为 15 μm × 9 μm, 横向长宽为 21 μm × 8 μm. 考虑测试结构开路、短路连接状态, 图 2 中的简化等效电路给出了两个结构可能存在的寄生. 和传统测试结构模型不同之处在于, 本文着重考虑了测试结构地平面的寄生(图中对其采用 $4Z_{gnd}$ 表示), 实际分析结果表明, 地平面阻抗或是引起高频下 Open + Short 去嵌算法不精确的主要原因.

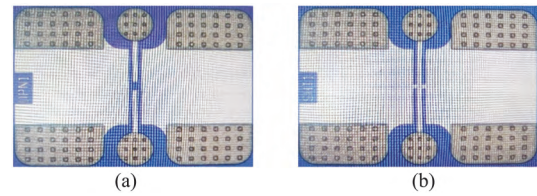


图 1 开路 and 短路加工实物图
Fig. 1 Physical photograph of the open and short on-wafer test structures

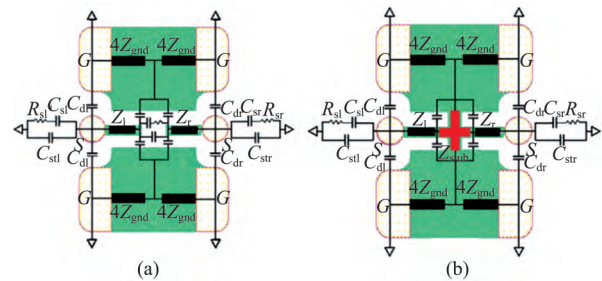


图 2 (a) Open 结构等效电路 (b) Short 结构等效电路
Fig. 2 (a) Equivalent circuit of the open structure (b) Equivalent circuit of the short structure

图 2 中 R_{sl} 、 C_{sl} 、 C_{stl} 和 R_{sr} 、 C_{sr} 、 C_{str} 表示 G-S-G PAD 和金属连接线与地平面之间的总寄生电容、寄生电阻. C_{dl} 和 C_{dr} 表示 Signal-PAD 和 Ground-PAD 之间的寄生电容. Z_l 和 Z_r 表示金属连接线的感性寄生网络, $4Z_{gnd}$ 表示地平面的感性寄生网络, Z_{stub} 表示金属短路线的寄生网络. 考虑版图结构的对称性以及对相关寄生参数的合并化简, 图 2 拓扑结构可简化为如图 3 所示拓扑结构. Z_l 、 Z_r 和 Z_{gnd} 的等效模型如图 4 所示. 图 3 中由等效关系可得 $C_{sdl} = 2 \times C_{dl}$, $C_{sdr} = 2 \times C_{dr}$, 另外 C_{sfl} 、 C_{sfl} 、 R_{sfl} 和 C_{sfr} 、 C_{sfr} 、 R_{sfr} 表示 G-S-G PAD 到地平面的寄生电容和电阻, C_{stgl} 、 C_{stgl} 、 R_{stgl} 和 C_{stgr} 、 C_{stgr} 、 R_{stgr} 表示金属连接线到地平面的寄生电容和电阻, 其中 $R_{sl} = R_{sfl} // R_{stgl}$, $C_{sl} = C_{sfl} // C_{stgl}$, C_{stl}

$= C_{stfl} // C_{stgl}$ 以及 $R_{sr} = R_{sfr} // R_{sgr}$, $C_{sr} = C_{sfr} // C_{sgr}$, $C_{str} = C_{stfr} // C_{stgr}$. C_{mx} 、 C_{mi} 和 R_{mx} 表示输入和输出金属连接线之间的寄生电容和电阻. C_{zi} 和 C_{zr} 是信号端到地平面的寄生电容. C_{zx} 、 C_{zi} 和 R_{zx} 表示地平面的高频寄生电容和电阻. 图 4 (a) 中 R_l 、 L_l 表示金属连接线的感性寄生电阻和电感, R_{l1} 、 L_{l1} , R_{l2} 、 L_{l2} 和 R_{l3} 、 L_{l3} 表示金属连接线的高频趋肤电感和电阻, 由于频率达到 THz 频段, 本文考虑了三阶高频趋肤, 图 4 (b) 中的参数有相似的含义. 图 4 (c) 中 R_m 、 L_m 表示地平面的感性寄生电阻和电感, R_{m1} 、 L_{m1} , R_{m2} 、 L_{m2} 和 R_{m3} 、 L_{m3} 表示地平面的高频趋肤电感和电阻.

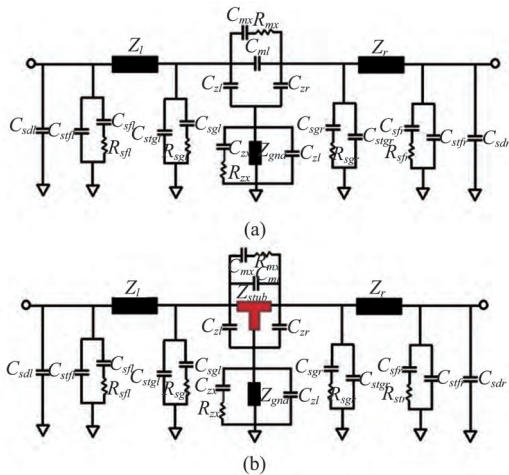


图 3 open 结构和 short 结构模型等效电路拓扑
Fig. 3 Equivalent circuit topology of the open and short structure

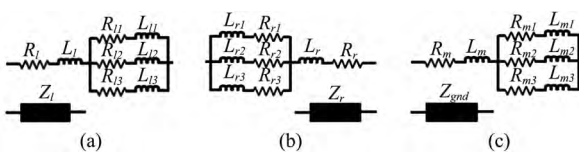


图 4 Z_l 、 Z_r 和 Z_{gnd} 的等效电路模型, 模型中对金属连接线和地平面的高频趋肤效应进行了表征
Fig. 4 Equivalent circuit models of Z_l 、 Z_r and Z_{gnd} . The high frequency skin effect of the ground plane and the metal transmission lines is presented in the models

2 模型参数提取方法

低频下, 地平面寄生不起作用, 金属连接线理想接地, 图 3 所示模型拓扑结构中, 开路拓扑结构可简化为如图 5 (a) 所示拓扑结构. 图 5 (a) 拓扑结构可描述为图 5 (b) 的 π 型网络, 该 π 型网络的各部分 Y 参数: Y_m , Y_l 和 Y_r , 可依次推导为 $Y_m = -Y_{21} = -Y_{12}$, $Y_l = Y_{11} + Y_{12}$, $Y_r = Y_{22} + Y_{12}$.

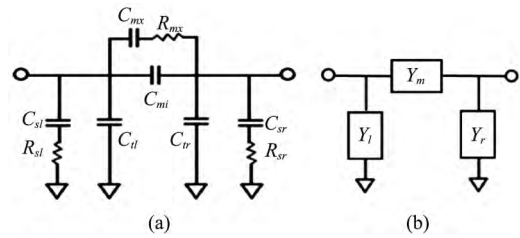


图 5 (a) 简化后的开路等效拓扑结构, 其中 $C_{il} = C_{stl} // C_{sdl}$, $C_{ir} = C_{str} // C_{sdr}$ (b) π 型网络, 其中 Y_l 表示 R_{sl} 、 C_{sl} 和 C_{il} 网络, Y_r 表示 R_{sr} 、 C_{sr} 和 C_{ir} 网络, Y_m 表示 R_{mx} 、 C_{mx} 和 C_{mi} 网络

Fig. 5 (a) Simplified open topology structure, in which $C_{il} = C_{stl} // C_{sdl}$ and $C_{ir} = C_{str} // C_{sdr}$ (b) π -type topology network, in which Y_l represents R_{sl} 、 C_{sl} and C_{il} network, Y_r represents R_{sr} 、 C_{sr} and C_{ir} network, Y_m represents R_{mx} 、 C_{mx} and C_{mi} network

根据图 5 (a), Y_m 还可计算为

$$Y_m = j\omega C_{mi} + [R_{mx} + (j\omega C_{mx})^{-1}]^{-1}, \quad (1)$$

Y_m 的实部和虚部表达式如下

$$[\text{Re}(Y_m)]^{-1} = R_{mx} + (\omega^2 C_{mx}^2 R_{mx})^{-1}, \quad (2)$$

$$\text{Im}(Y_m) = [C_{mi} + C_{mx} (1 + \omega^2 C_{mx}^2 R_{mx}^2)^{-1}] \times \omega. \quad (3)$$

根据图 6, 可得 $[\text{Re}(Y_m)]^{-1}$ 关于 ω^{-2} 的截距和斜率, 可以依次提取 R_{mx} 和 C_{mx} . 将提取所得 R_{mx} 和 C_{mx} 代入式 (3), 可得到 C_{mi} 的值

$$C_{mi} = \omega^{-1} \text{Im}(Y_m) - C_{mx} (1 + \omega^2 R_{mx}^2 C_{mx}^2)^{-1}. \quad (4)$$

Y_l 和 Y_r 与 Y_m 有相同的拓扑结构, 此处提取过程省略. 在完成 C_{il} 和 C_{ir} 的参数提取后, 分别由 C_{il} 和 C_{ir} 计算 C_{stl} 、 C_{sdl} 以及 C_{str} 、 C_{sdr} 的值时, 引入了比例因子 K_l 和 K_r , 计算公式分别为 $C_{sdl} = K_l C_{il}$ 、 $C_{stl} = (1 - K_l) C_{il}$ 以及 $C_{sdr} = K_r C_{ir}$ 、 $C_{str} = (1 - K_r) C_{ir}$. K_l 和 K_r 的值在实验过程中确定, 最后取值分别为 0.155、0.11.

已知 Signal-PAD 的半径和 Signal-PAD 到待测器件 (DUT) 连接线的尺寸以及地平面的长宽, 经过对各部分有效面积的评估, 可以得到其有效面积. 由于寄生电容与金属结构面积成正比, 寄生电阻与金属结构面积成反比, 从低频提取所得总的电阻和电容分量中, 根据面积比例可分别算出 C_{sfl} 、 C_{sfl} 、 R_{sfl} 和 C_{stgl} 、 C_{sgl} 、 R_{sgl} . 同理, 可得到 C_{stfr} 、 C_{sfr} 、 R_{sfr} 和 C_{stgr} 、 C_{sgr} 、 R_{sgr} 的值. 根据电阻和电容的单位面积因子以及地平面的有效面积, 可以相应的算出在高频下考虑的地平面的寄生电容和电阻 C_{zi} 、 C_{zx} 和 R_{zx} 的值.

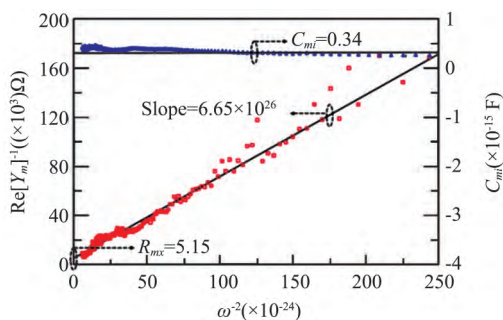


图6 R_{mx} 、 C_{mx} 提取示意图
Fig.6 Extraction schematic diagram of the parameter R_{mx} and C_{mx}

对于 C_{zl} 和 C_{zr} , 采用以下方法计算 $C_{zl} = 2 \times C_{mi}$, $C_{zr} = 2 \times C_{mi}$.

针对 Short 结构, 采用 Short 结构去除 Open 结构的容性寄生, 而后转换为 Z 参数, 有 $Z_{Short}' = (Y_{Short} - Y_{Open})^{-1}$. 去除金属和地平面之间以及地平面自身容性寄生后, 阻抗网络的拓扑结构如图 7 所示.

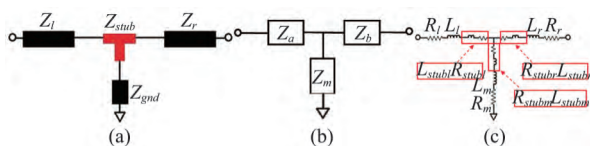


图7 (a) 阻抗网络拓扑结构 (b) T 型等效 (c) 等效电路模型. 其中 R_{stubl} 、 R_{stubr} 、 R_{stubm} 和 L_{stubl} 、 L_{stubr} 、 L_{stubm} 表示短路连接线的寄生电阻和电感
Fig.7 (a) Topology structure of the impedance network (b) T-type equivalent topology (c) Equivalent circuit model, in which R_{stubl} 、 R_{stubr} 、 R_{stubm} and L_{stubl} 、 L_{stubr} 、 L_{stubm} represent the parasitic resistance and inductance of the stub line

随着频率的升高, 金属连接线和地平面的感性寄生变得显著, 在不考虑各部分的趋肤效应效的情况下, 可得图 7(c) 的等效电路模型. 其中 Z_a 、 Z_b 和 Z_m 可以分别确定如下 $Z_a = [Z_{Short}']_{11} - [Z_{Short}']_{12}$ 、 $Z_b = [Z_{Short}']_{22} - [Z_{Short}']_{12}$ 、 $Z_m = [Z_{Short}']_{12} = [Z_{Short}']_{21}$. Z_a 、 Z_b 和 Z_m 还可以表示为

$$Z_a = (R_l + R_{stubl}) + j\omega(L_l + L_{stubl}) \quad (5)$$

$$Z_b = (R_r + R_{stubr}) + j\omega(L_r + L_{stubr}) \quad (6)$$

$$Z_m = (R_m + R_{stubm}) + j\omega(L_m + L_{stubm}) \quad (7)$$

考虑用于实现短路结构的短路连接线尺寸已知, 可以利用理论公式进行该部分参数的提取, 由于各部分的计算方法相同, 本文只介绍 R_{stubl} 和 L_{stubl} 的提取公式, 式中的工艺参数见表 1, 具体方法如下:

$$L_{stubl} = 0.6 \times 10^{-7} \times 2$$

$$\times L_l \left(\log\left(\frac{2L_l}{W_l + MT}\right) + 0.50049 + \frac{W_l + MT}{3L_l} \right) \quad (8)$$

$$R_{stubl} = MRS \times L_l / W_l \quad (9)$$

从而由(5) ~ (7) 的实部, 可直接得到 R_l 、 R_r 、 R_m 和 L_l 、 L_r 、 L_m 的值.

当频率达到一定的数值, 趋肤效应变得显著. 对趋肤效应部分参数的提取, 当 R_{stubl} 、 R_{stubr} 、 R_{stubm} 和 L_{stubl} 、 L_{stubr} 、 L_{stubm} 以及 R_l 、 R_r 、 R_m 和 L_l 、 L_r 、 L_m 的值被确定, 采用高频下的阻抗网络的 Z 参数减去低频下的 Z 参数, 可得到趋肤效应结构对应的高频等效阻抗, 以用来修正传统物理公式. 采用传统物理公式可以计算高频趋肤效应部分参数的初值, 由于方法相同, 本文只阐述 Z_l 部分高频趋肤参数的提取, 具体过程如下:

金属连接线的电导率为: $condtls = 1 / (MRS \times MT)$, 金属连接线在最高频率 f_{max} 下的趋肤深度为:

$$\delta_{max} = \sqrt{2 / (2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot MUO \cdot condtls)} \quad (10)$$

金属连接线每一部分的趋肤厚度分别为: $h_{1s} = \delta_{max} / 3$, $h_{2s} = 2 \times \delta_{max} / 3$, $h_{3s} = MT - 2 \times \delta_{max}$, 金属连接线每一部分对应的趋肤宽度分别为: $w_{1s} = 2 \times (WE + MT - 2 \times h_{1s})$, $w_{2s} = 2 \times (WE + MT - 4 \times h_{1s} - 2 \times h_{2s})$, $w_{3s} = WE - 2 \times \delta_{max}$.

根据公式可得, 金属连接线高频趋肤各部分的电阻值分别为:

$$R_{li} = L_{total} / (condtls \cdot h_{is} \cdot w_{is}) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (11)$$

根据公式可得, 金属连接线高频趋肤各部分的电感值分别为:

$$L_{li} = 10^{-7} \cdot 2 \cdot L_{total} \left(\log\left(\frac{2 \cdot L_{total}}{w_{is} + h_{is}}\right) + 0.50049 + \frac{w_{is} + h_{is}}{3 \cdot L_{total}} \right) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (12)$$

式中工艺参数见表 1, 利用该方法可得 R_{l1} 、 R_{l2} 、 R_{l3} 和 L_{l1} 、 L_{l2} 、 L_{l3} 的初始值, 从而可以计算得到高频趋肤部分对应的总阻抗参数. 将该值与采用解析提取的方法, 在高频下的阻抗网络的 Z 参数减去低频下的 Z 参数, 得到趋肤效应结构对应的高频等效阻抗值进行对比, 从而对理论公式进行修正, 使之对实际测试结构适用. 综上所述, 该拓扑结构中的所有参数完成解析提取.

3 模型参数提取验证

为验证, 对 $0.5 \mu\text{m}$ InP DHBT 工艺上制作的测

表 1 模型中的工艺参数

Table 1 Process parameters used in the model

符号	初始值	物理意义
MT	2 μm	金属的厚度
MRS	24 $\text{m}\Omega$	金属的面电阻
MUO	1.257 m	磁介电常数
L_l	7.5 μm	金属短路线的左侧长度
W_l	9 μm	金属短路线的左侧宽度
L_{total}	105 μm	左侧金属连接线总长度
WE	9 μm	金属连接线的有效宽度

试结构开路短路结构进行测试和建模. 模型参数提取以及对参数的优化在 Agilent IC-CAP 软件中完成, 提取所得模型参数值给在表 2 中, 表中的优化值是在初值基础上、对比测试数据微调得到.

表 2 提取所得模型参数值以及优化值

Table 2 Extracted and optimized value of the model parameters

参数	提取值	优化值	参数	提取值	优化值
C_{sdl} (fF)	2.25	1.489	C_{sdr} (fF)	1.432	1.4
C_{sfl} (fF)	3.5	3.7	C_{sfr} (fF)	3.1	3.807
C_{yfl} (fF)	0.24	0.24	C_{yfr} (fF)	0.23	0.23
R_{yfl} (k Ω)	8	8.73	R_{yfr} (k Ω)	8.2	8.82
C_{stgl} (fF)	8.693	9.7	C_{stgr} (fF)	8.233	9.1
C_{sgl} (fF)	0.46	0.46	C_{sgr} (fF)	0.39	0.46
R_{sgl} (k Ω)	3.8	4.57	R_{sgr} (k Ω)	4.1	4.71
L_f (pH)	25.91	30	L_r (pH)	25.91	30.12
R_f (m Ω)	340	340	R_r (m Ω)	340	340
L_{f1} (pH)	8.1	8.8	L_{r1} (pH)	8.1	8.8
R_{f1} (m Ω)	234	234	R_{r1} (m Ω)	234	234
L_{f2} (pH)	10.2	12.7	L_{r2} (pH)	10.2	12.7
R_{f2} (m Ω)	161	161	R_{r2} (m Ω)	161	161
L_{f3} (pH)	17.3	19.5	L_{r3} (pH)	17.3	19.5
R_{f3} (m Ω)	105	105	R_{r3} (m Ω)	105	105
L_{stubl} (pH)	1.17	1.17	L_{stubr} (pH)	1.17	1.17
R_{stubl} (m Ω)	20	20	R_{stubr} (m Ω)	20	20
L_{stubm} (pH)	0.98	0.98	R_{stubm} (m Ω)	15.7	15.7
C_{mi} (fF)	0.34	0.34	C_{zi} (fF)	4.408	4.5
R_{mx} (k Ω)	5.15	5	R_{zx} (Ω)	39.85	40
C_{mx} (fF)	0.55	0.55	C_{zx} (fF)	11	11.69
C_{zi} (fF)	0.68	0.68	C_{zr} (fF)	0.68	0.68
L_m (pH)	6.31	7	R_m (m Ω)	6	6
L_{m1} (pH)	11.23	11.5	R_{m1} (m Ω)	69	69
L_{m2} (pH)	11.92	12	R_{m2} (m Ω)	35	35
L_{m3} (pH)	14.95	15.3	R_{m3} (m Ω)	10	10

将提取所得模型, 在 ADS 环境下仿真, 图 8 和图 9 分别给出了模型仿真和测试所得开路、短路结构 S 参数的对比, 在 0.2 ~ 67 GHz, 75 ~ 110 GHz, 140 ~ 220 GHz 和 220 ~ 325 GHz 的频率范围内, 测试和仿真的幅度和相位值有很好的吻合, 表明提出的测试结构模型和参数提取方法的有效性. 在低频条件下, 短路结构中的短路线理想接地, 所以两个端

口之间无能量传输, 从而有图 9(b)、(c) 中的 S_{12} 和 S_{21} 的幅度值在低频段趋近于零, 并且测试和仿真值有很好的拟合, 充分说明了该模型的准确性.

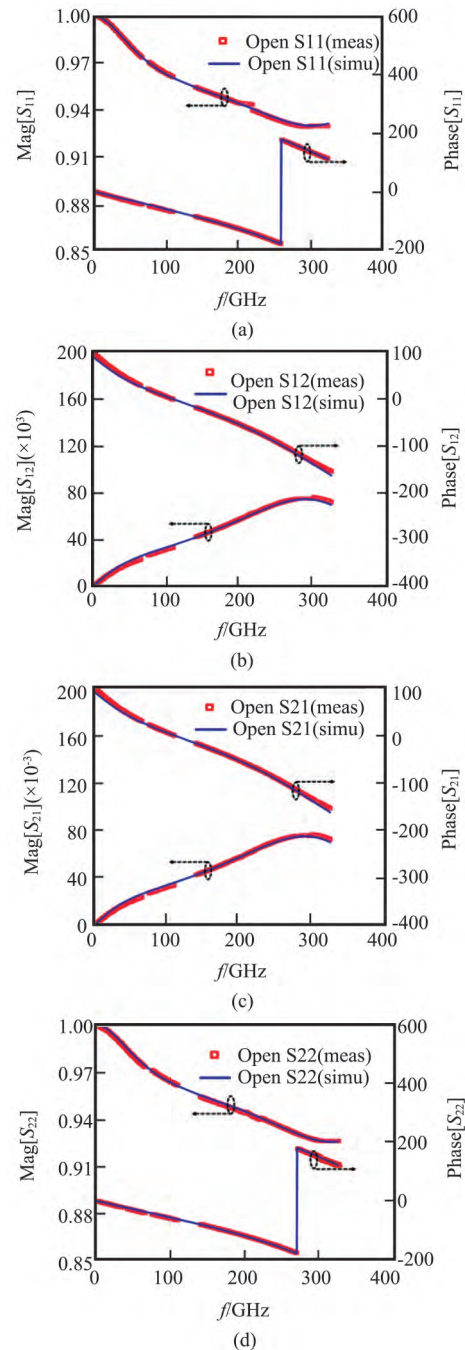


图 8 模型仿真和测试所得开路结构 S 参数对比

Fig. 8 Comparison of the simulated and measured S-parameters of the open structure

4 结论

分别对异质集成工艺上的开路和短路在片测试结构模型进行了研究, 基于物理测试结构, 给出了模

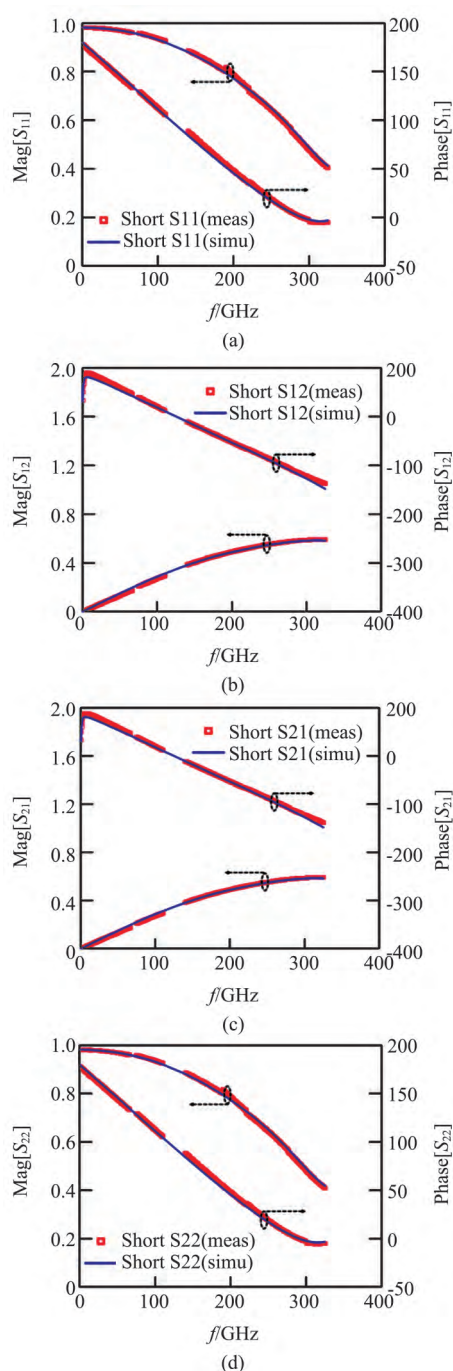


图9 模型仿真和测试所得短路结构 S 参数对比
Fig. 9 Comparison of the simulated and measured S-parameters of the short structure

型的拓扑结构以及模型参数的提取方法. 考虑测试误差的影响, 模型参数提取过程中对模型参数提取结果进行了非对称处理, 但左右两侧数据误差均在 10% 以内, 由此达到测试结果和模型仿真结果的良好吻合.

本文完成了对高频趋肤部分理论公式的修正, 使之适用于实际的测试结构. 另外, 对文中提出的按

照面积比例对电容和电阻值进行分离的方法进行了验证, 对比提取的初值和微调后得到的终值, 误差在合理的范围内, 表明该方法的准确性. 在分析短路结构中的金属短路线的感性寄生时, 由于其尺寸较金属连接线较小, 所以其感性寄生在模型中影响也相对较小, 利用理论公式提取该部分的值, 电感约为 1 pH, 电阻约为 20 m Ω , 完全适用于该模型.

开路和短路模型拓扑结构和模型参数提取方法在 0.1 ~ 325 GHz 频段得到验证, 模型仿真和测试结果达到很好的吻合精度. 提出的方法, 兼顾容性寄生在高频测试中易于保持稳定和感性阻抗(尤其是趋肤效应)易于受测试误差扰动而导致数据抖动幅度大、解析提取困难等特点. 同时也实现了对 Signal-PAD、Signal-PAD 连接到 InP DHBT 基极和集电极的连接线(Feed Line)、发射极和 Ground-PAD 之间的连接线以及地平面自身寄生的区分提取, 为精确评估 Open + Short 去嵌入算法可达到的频率精度提供了条件. 基于该模型拓扑结构, 为后续获得管芯真实特性以及对 InP DHBT 在毫米波亚毫米波电路中的应用提供了技术基础.

References

- [1] Hossain M, Weimann N, Krozer V, et al. A 315 GHz reflection-type push-push oscillator in InP-DHBT technology [C]. 2016 46th European Microwave Conference, Oct 2016.
- [2] Yi C, Urteaga M, Choi S H, et al. A 280-GHz InP DHBT receiver detector containing a differential preamplifier [J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2017, 7(2): 209 - 217.
- [3] Zhang B, Xiong Y Z, Wang L, et al. On the de-embedding issue of millimeter-wave and sub-millimeter-wave measurement and circuit design. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, Aug 2012.
- [4] Guo J C, Tsai Y H. A broadband and scalable lossy substrate model for RF noise simulation and analysis in nanoscale MOSFETs with various pad structures [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(2): 271 - 281.
- [5] Capovilla C E, AS A T, Kretly L C. Design and modeling of an RFIC pad structure and probe contact impedance correction for on-wafer measurements [C]. *ICCDGS 2008*, Apr 2008.
- [6] Liu J, Yu Z P, Sun L L. A broadband model over 1-220 GHz for GSG pad structures in RF CMOS [J]. *IEEE Electron Device Letters*, 2014, 35(7): 696 - 698.
- [7] Rotella F, Bhattacharya BK, Blaschke V, et al. A broadband lumped element analytic model incorporating skin effect and substrate loss for inductors and inductor like components for silicon technology performance assessment and RFIC design [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(7): 1429 - 1441.

(下转第 380 页)

针对实际场景中目标运动引起的运动模糊问题,在双输入网络的特征图融合阶段增加了SENet对特征图筛选,使网络对不同情况下的目标有不同的特征侧重,该结构改善了网络在实际场景中对运动模糊目标的漏检情况。最终设计的网络结构在测试结果上令人满意,可以作为一种利用深度卷积网络在空域上对红外小目标进行检测的参考方法。

References

- [1] Chen C L P, Li H, Wei Y, *et al.* A local contrast method for small infrared target detection [J]. *IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing*, 2013, **52**(1): 574-581.
- [2] Yang C, Ma J, Qi S, *et al.* Directional support value of gaussian transformation for infrared small target detection [J]. *Applied Optics*, 2015, **54**(9): 2255-2265.
- [3] Dehghani A, Pourmohammad A. Small target detection and tracking based on the background elimination and Kalman filter [C]. International symposium on artificial intelligence and signal processing, 2015: 328-333.
- [4] Qi H, Mo B, Liu F, *et al.* Small infrared target detection utilizing local region similarity difference map [J]. *Infrared Physics & Technology*, 2015, **71**: 131-139.
- [5] Deshpande S D, Er M H, Venkateswarlu R, *et al.* Max-mean and max-median filters for detection of small targets [C]. SPIE's International Symposium on Optical Science, Engineering, and Instrumentation, 1999 **3809**: 10.
- [6] Bai X, Zhou F. Analysis of new top-hat transformation and the application for infrared dim small target detection [J]. *Pattern Recognition*, 2010, **43**(6): 2145-2156.
- [7] Wang P, Tian J W, Gao C Q. Infrared small target detection using directional highpass filters based on ls-svm [J]. *Electronics Letters*, 2009, **45**(3): 156-158.
- [8] LI L, TANG Y Y. Wavelet-hough transform with applications in edge and target detections [J]. *International Journal of Wavelets Multiresolution & Information Processing*, 2006, **4**(03): 567-587.
- [9] Wang T, Chen F S, Xiao-Feng S U, *et al.* Infrared dim target detection based on partial differential equation [J]. *Laser & Infrared*(王涛,陈凡胜,苏晓峰,等.基于偏微分方程的红外弱小目标检测技术研究.激光与红外), 2016, **46**(7): 885-889.
- [10] XUE Y H, RAO P, FAN S W, *et al.* Infrared dim small target detection algorithm based on generative Markov random field and local statistic characteristic [J]. *Journal of Infrared & Millimeter Waves*(薛永宏,饶鹏,樊士伟,等.基于生成MRF和局部统计特性的红外弱小目标检测算法.红外与毫米波学报), 2013, **32**(5): 431-436.
- [11] Ren S, He K, Girshick R, *et al.* Faster r-cnn: towards real-time object detection with region proposal networks [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence*, 2017, **39**(6): 1137-1149.
- [12] Redmon J, Divvala S, Girshick R, *et al.* You only look once: Unified, real-time object detection [C]. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2016: 779-788.
- [13] Liu W, Anguelov D, Erhan D, *et al.* Ssd: Single shot multibox detector [C]. European conference on computer vision, 2016: 21-37.
- [14] Hu J, Shen L, Sun G. Squeeze-and-excitation networks [J]. *arXiv preprint arXiv:170901507*, 2017, **7**.
- [15] Long J, Shelhamer E, Darrell T. Fully convolutional networks for semantic segmentation [C]. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2015: 3431-3440.
- [16] Noh H, Hong S, Han B. Learning deconvolution network for semantic segmentation [C]. IEEE International Conference on Computer Vision, 2015: 1520-1528.
- [17] Simonyan K, Vedaldi A, Zisserman A. Deep inside convolutional networks: Visualising image classification models and saliency maps [J]. *arXiv preprint arXiv:13126034*, 2013.
- [18] He K, Zhang X, Ren S, *et al.* Deep residual learning for image recognition [C]. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2016: 770-778.
- [19] Szegedy C, Ioffe S, Vanhoucke V, *et al.* Inception-v4, inception-ResNet and the impact of residual Connections on Learning [C]. AAAI, 2017 **4**: 12.
- [20] Srivastava R K, Greff K, Schmidhuber J. Training very deep networks [C]. Advances in neural information processing systems, 2015: 2377-2385.
- [21] Srivastava N, Hinton G, Krizhevsky A, *et al.* Dropout: a simple way to prevent neural networks from overfitting [J]. *Journal of Machine Learning Research*, 2014, **15**(1): 1929-1958.

(上接第350页)

- [8] Kim S, Neikirk D P. Compact equivalent circuit model for the skin effect [C]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1996.

- [9] Mei S, Ismail Y I. Modeling skin and proximity effects with reduced realizable RL circuits [J]. *IEEE Transactions on very large scale integration (VLSI) systems*, 2004, **12**(4): 437-447.