

DOI:10.11918/j.issn.0367-6234.201808132

混合平衡-非平衡射频探针的在片测试方法

卞悦,顾易帆,丁旭,王志宇,莫炯炯,郁发新

(浙江大学 航空航天学院,杭州 310027)

摘要: 随着对微波单片集成电路(MMIC)愈发严苛的尺寸限制和集成度要求,越来越多的MMIC芯片如限幅器、射频开关等同时具有平衡和非平衡的不同测试焊盘结构,需采用平衡-非平衡混合射频探针进行在片测试,而基于单一平衡或非平衡结构的直通在片校准件无法同时满足混合射频探针的阻抗匹配要求,导致校准精度大幅下降,无法用于MMIC在片测试。为此,本文对采用传统SOLR校准方式的平衡-非平衡混合射频探针测试的校准误差进行了评估计算,并结合带误差修正的OSL二阶去嵌技术和级联矩阵变换技术,提出一种基于平衡-非平衡混合射频探针的MMIC在片测试方法,同时搭建了以矢量网络分析仪、SG与GSG射频探针、微波探针台等组成的在片测试系统来验证方案可行性。通过矢量修正和级联矩阵去嵌,将校准参考平面精确平移至探针尖端面,有效地保证了测试精度,并且结合C#面向对象语言为该测试方案构建了自动测试系统,实现了仪器控制、数据采集、结果修正、数据分析等全自动操作,避免了人为干预的影响,解决了晶圆级测试面临的效率问题。

关键词: 非平衡结构;射频探针;阻抗匹配;OSL去嵌;矩阵变换;自动测试

中图分类号: TN407 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2019)05-0007-07

On-wafer test method based on hybrid balanced-unbalanced RF probes

BIAN Yue, GU Yifan, DING Xu, WANG Zhiyu, MO Jiongiong, YU Faxin

(School of Aeronautics and Astronautics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Nowadays, more and more MMICs (e. g., limiters and RF switches) have adopted both balanced and unbalanced test pad structures to address the challenging size restrictions and integration requirements of MMICs, which needs hybrid balanced-unbalanced RF probes for on-wafer test. However, the thru standard based on a single balanced or unbalanced structure cannot meet the impedance matching requirement of the hybrid RF probes at the same time, which leads to significant reduction of the calibration accuracy and fails to satisfy the requirement of MMIC test. Therefore, in this paper, the calibration error of hybrid balanced-unbalanced RF probes based on traditional SOLR calibration method is estimated, and an on-wafer test approach of MMICs based on hybrid balanced-unbalanced RF probes is proposed, which combines OSL second-order de-embedding technique with error correction and matrix transformation technique. Meanwhile, we designed an on-wafer test system which consists of a vector network analyzer and SG and GSG RF probes and so on to validate the solution. After vector error correction and de-embedding, the calibration reference plane can be accurately shifted to the probe tip, which greatly improves the test accuracy. In addition, an automatic test system was built by utilizing the object-oriented C# language to improve the efficiency. The program can realize fully automatic operation with instrument control, data acquisition, results correction, data analysis, and so on, which avoids human interference and solves the test efficiency problems faced with the wafer-scale test.

Keywords: unbalanced structure; RF probes; impedance matching; OSL de-embedding; matrix transformation; automatic test

随着对微波单片集成电路(MMIC, Microwave Monolithic Integrated Circuit)愈发严苛的尺寸限制和集成度要求,越来越多的MMIC芯片如限幅器、开关等在版图设计中会采用非平衡的测试焊盘结构如GS(Ground Signal)或SG焊盘,以替代芯片中部分

尺寸较大的平衡式测试焊盘,如GSG焊盘。对于该类MMIC芯片,测试时需要同时采用文献[1-2]提及的平衡和非平衡两类射频探针。因射频传输电磁场分布模式的差异,传统单一平衡式或非平衡式直通在片校准件无法同时满足平衡-非平衡混合射频探针的阻抗匹配要求,导致校准精度大幅下降。

基于平衡-非平衡混合射频探针的测试属于异型结构测试,针对异型结构,研究人员提出了几种可行的解决方案。一是采用插损直减法,通过标量运算去除射频探针等转接器的插损,该方法未考虑矢量修

收稿日期: 2018-08-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61604128);中央高校基本科研业务费专项资助项目(2017QN81002)

作者简介: 卞悦(1995—),女,硕士研究生

通信作者: 王志宇,zywang@zju.edu.cn

正,精度不高,不适用于高频高精度测试.二是采用文献[3]中的 OSL(Open Short Load)二阶去嵌法获得射频探针等转接器的 S 参数,之后通过去嵌得到异型结构的 S 参数,该方法的测量精度对校准件理想物理端面与实际校准端面之间的误差较为敏感.

本文对采用文献[4-6]中传统 SOLR (Short Open Load Reciprocal) 校准方式的平衡-非平衡混合射频探针测试的校准误差进行了评估计算,并结合带误差修正的 OSL 二阶去嵌技术、文献[7-10]中的级联矩阵变换技术,提出了一种基于平衡-非平衡混合射频探针的 MMIC 测试方法.该方法对校准件的实际校准端面与理想校准端面之间的误差进行修正,进一步提高了射频探针的参数提取精度,完成矢量修正和级联矩阵去嵌后,校准参考平面可精确平移至探针尖端面,显著提高了测试精度.为了提高测试效率,结合文献[11]为该测试方案构建了自动测试系统,实现了仪器控制、数据采集、结果修正、数据分析和图形化结果呈现的全自动操作.

1 传统测试方案校准误差评估

随着对微波射频芯片愈发严苛的尺寸限制和集成度要求,越来越多的芯片在版图设计中采用如图 1 所示的平衡-非平衡(GSG-SG)测试焊盘结构.针对该异型结构,对两种传统测试方案进行误差评估.第一种方案通过将下侧非平衡焊盘经金丝键合延伸到另一片测试用平衡 GSG 焊盘上,使异型结构转换为两端均为 GSG 焊盘的可直接校准结构,然后采用 SOLT 或者 LRRM 等传统校准方式进行双端口 S 参数测试.第二种方案直接采用 SOLR 方法对该异型结构进行在片校准.两种方案的测试结果与芯片仿真结果对比见图 2,测试结果有明显差异.由图 2 可知方案一测试与仿真结果吻合度较高,但键合金丝等焊盘延伸转换结构引入的误差无法消除,且芯片键合后无法非损取下,只适用于少量样品评估测试,不适用于大规模量产测试.方案二虽未破坏芯片但测试结果大幅偏离仿真结果,故无法应用.

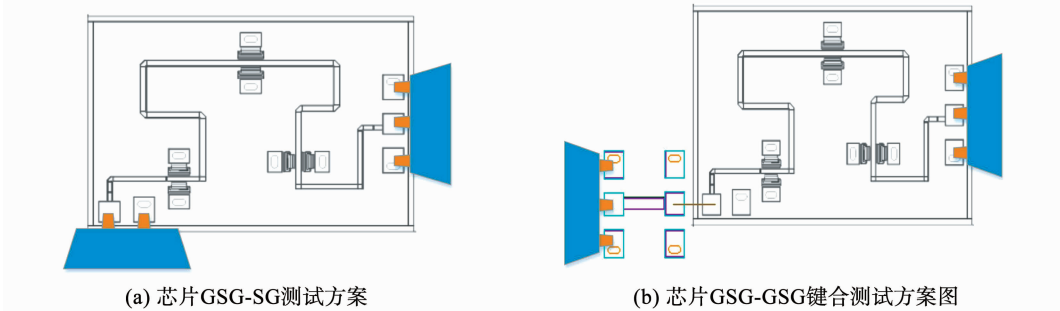


图 1 平衡-非平衡混合测试焊盘结构芯片与射频探针测试方案

Fig. 1 Illustration of hybrid balanced and unbalanced DUT test structure and test methods with RF probes

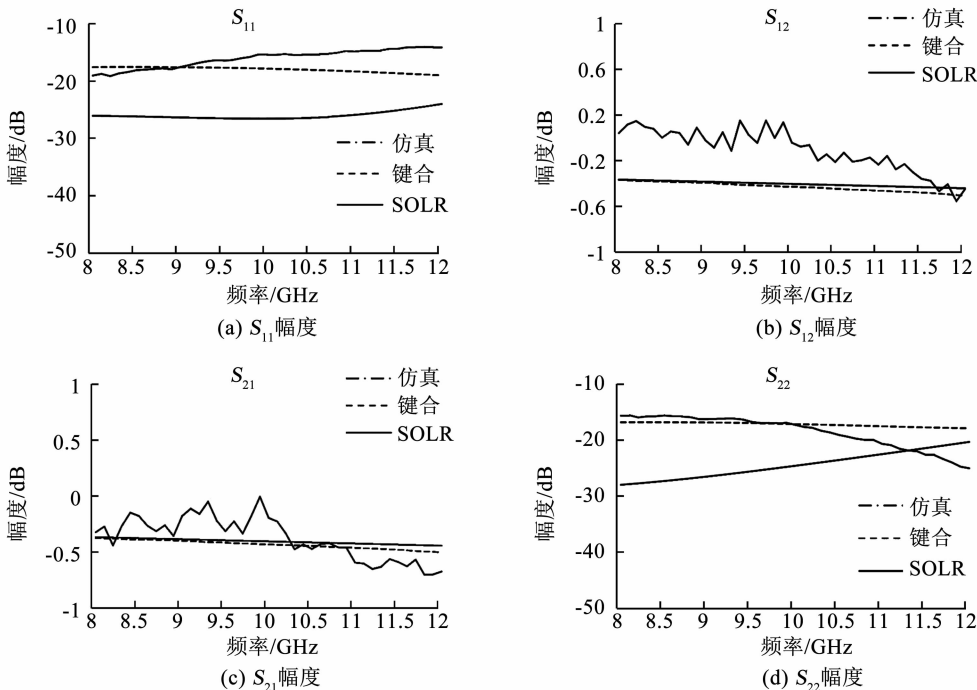


图 2 不同方法 S 参数结果对比

Fig. 2 Comparison of S -parameter results obtained by different methods

进一步分析方案二校准失效原因如下. SOLR 校准方法采用 8 项误差模型,其信号流图见图 3,采用矢量网络分析仪 (Vector Network Analyzer, VNA) 进行测试. VNA 收发机端面与待测件之间的传输矩阵采用二端口误差矩阵表示,其中与 Thru 校准相关的乘积误差项方程如式(1)、(2)所示,

$$e_{10} \cdot e_{32} = \frac{E_{RR} \cdot E_{TF}}{E_{RR} + E_{DR} (E_{LF} - E_{SR})}, \quad (1)$$

$$e_{01} \cdot e_{23} = \frac{E_{RF} \cdot E_{TR}}{E_{RF} + E_{DF} (E_{LR} - E_{SF})}. \quad (2)$$

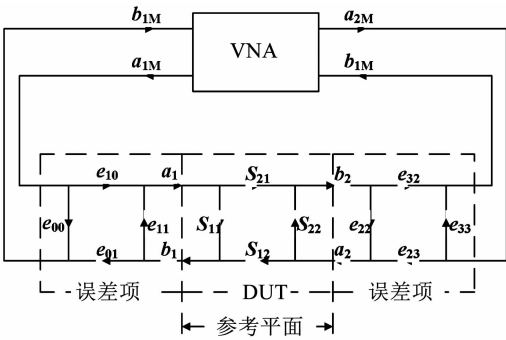


图 3 8 项误差模型

式 中: E_{DF} 为前向方向性误差、 E_{DR} 为反向方向性误差、 E_{SF} 为前向源失配误差、 E_{SR} 为反向源失配误差、 E_{RF} 为前向反射跟踪误差、 E_{RR} 为反向反射跟踪误差可通过 Open、Short、Load 校准件校准获得. 其它误差项 E_{LF} 为前向负载失配误差、 E_{LR} 为反向负载失配误

差、 E_{TF} 为前向传输跟踪误差、 E_{TR} 为反向传输跟踪误差由 Thru 校准件测试获得,文献[12-13]中给出了具体介绍.

式(3)中, S_{ijMT} ($i = 1, 2; j = 1, 2$) 表示 Open、Short、Load 校准后测得 Thru 校准件 S 参数. 对于无源互易器件, $S_{12MT} = S_{21MT}$, 忽略前向串扰误差 E_{XF} 和反向串扰误差 E_{XR} .

$$E_{LF} = \frac{S_{11MT} - E_{DF}}{[E_{RF} + E_{SF} (S_{11MT} - E_{DF})]}, \quad (3)$$

$$E_{LR} = \frac{S_{22MT} - E_{DR}}{[E_{RR} + E_{SR} (S_{22MT} - E_{DR})]}, \quad (4)$$

$$E_{TF} = (S_{21MT} - E_{XF}) (1 - E_{SF} \cdot E_{LF}), \quad (5)$$

$$E_{TR} = (S_{12MT} - E_{XR}) (1 - E_{SR} \cdot E_{LR}). \quad (6)$$

对不同类型探针进行全波电磁仿真,模型见图 4,参考文献[14]. 仿真结果与实际测得 S_{ijMT} 结果吻合,将该 Thru 校准件的二端口 S 参数代入误差模型(3)~(6)中,计算得到各误差项见图 5. 可明显

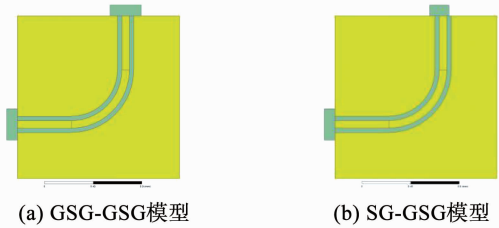


图 4 电磁仿真模型

Fig. 4 Models for electromagnetic simulation

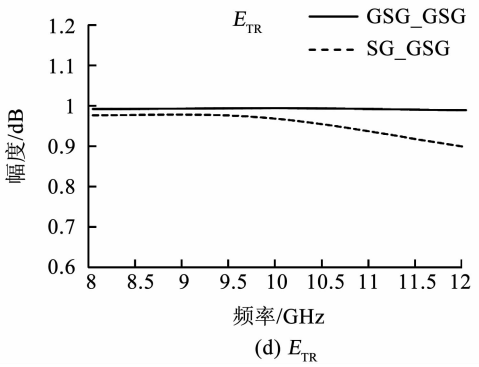
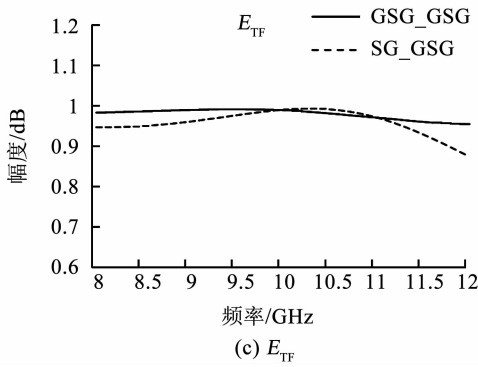
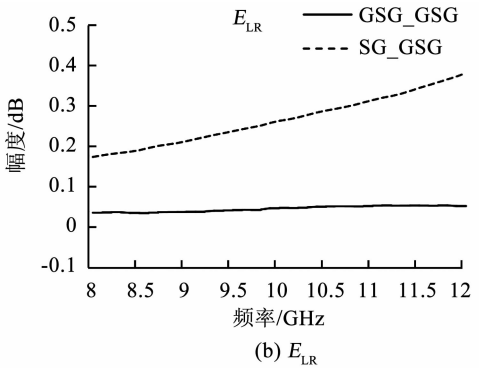
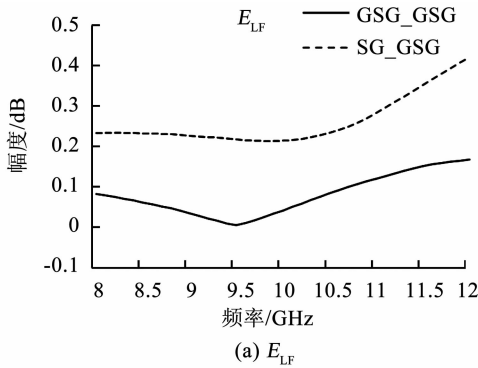


图 5 误差模型参数对比

Fig. 5 Comparison of error terms of SOLR calibration

看出采用 SG-GSG 探针进行 SOLR 校准时,如图 4 (b)所示,端口阻抗不匹配会对误差模型参数以及实测结果产生显著影响;而采用 SG-GS 探针进行 SOLR 校准时,为满足端口匹配条件,需修改校准片 S 与 G 之间缝隙的间距,采用标准 GSG Thru 校准件无法满足 SG 射频端口匹配需求.因此,若采用标准 GSG Thru 校准件,上述方式均无法获得正确的 E_{LF} 、 E_{LR} 、 E_{TR} 、 E_{TF} 误差模型参数,导致乘积项 $e_{10} \cdot e_{32} \cdot e_{01} \cdot e_{23}$ 误差进一步扩大,从而产生不可靠的测试结果,如图 2 中 SOLR 校准测试结果所示.

综合分析比较上述两种方案,传统基于单一平衡结构的直通在片校准件无法同时满足平衡-非平衡混合射频探针的阻抗匹配要求,校准精度大幅下降,无法获得准确可靠的测试结果,键合方案也无法用于晶圆级 MMIC 量产测试,亟需寻求新方案.

2 异型结构在片测试方案

为解决传统测试方案在测试精度与效率上无法满足晶圆级 MMIC 量产测试的需求问题.本文结合了带误差修正的 OSL 二阶去嵌技术、级联矩阵变换技术,提出了一种基于平衡-非平衡混合射频探针的 MMIC 测试方法,通过矢量修正将校准端面精准延伸至探针端面.

OSL 二阶去嵌的信号流图见图 6. 首先,在同轴端面进行校准;然后通过射频探针测量 3 个已知校准件物理端面反射系数 $\Gamma_i (i = O, S, L)$ 的在片校准件 Open、Short、Load,得到探针同轴端面反射系数 Γ_{Mi} ,如式(7)所示.假设 Load 校准件匹配良好,则 $\Gamma_L = 0$,可得文献[3]中简化后射频探针的二端口 S 参数,如式(8)~(10)所示.

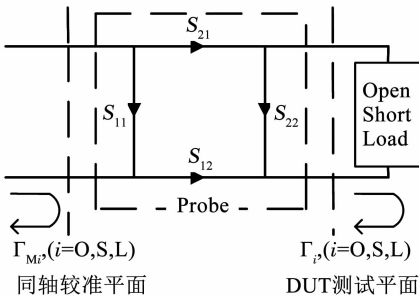


图 6 OSL 信号流

Fig. 6 Signal flow chart of the OSL method

$$\Gamma_{Mi} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_i}{1 - S_{22}\Gamma_i}, \quad (7)$$

$$S_{11} = \Gamma_{ML}, \quad (8)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_S(\Gamma_{ML} - \Gamma_{MO}) + \Gamma_O(\Gamma_{MS} - \Gamma_{ML})}{\Gamma_S\Gamma_O(\Gamma_{MS} - \Gamma_{MO})}, \quad (9)$$

$$S_{21}S_{12} = \frac{(\Gamma_S - \Gamma_O)(\Gamma_{MS} - \Gamma_{ML})(\Gamma_{MO} - \Gamma_{ML})}{\Gamma_S\Gamma_O(\Gamma_{MS} - \Gamma_{MO})}. \quad (10)$$

其中 Open、Short、Load 校准件一般采用电容、电感的三阶多项式模型分别表征,由式(11)~(13)可以计算得到校准件物理端面反射系数 Γ_O 、 Γ_S 、 Γ_L .

$$C_0 = C_0 + C_1 \times f + C_2 \times f^2 + C_3 \times f^3$$

$$L_S = L_0 + L_1 \times f + L_2 \times f^2 + L_3 \times f^3, \quad (11)$$

$$L_L = L_0 + L_1 \times f + L_2 \times f^2 + L_3 \times f^3$$

$$Z_0 = \frac{1}{j2\pi f C_0}$$

$$Z_S = j2\pi f L_S, \quad (12)$$

$$Z_L = j2\pi f L_L$$

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}. \quad (13)$$

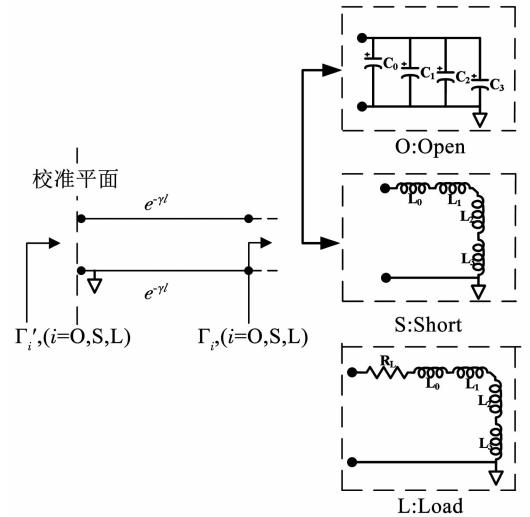


图 7 校准件参数模型

Fig. 7 Equivalent model of the standards

实际非理想校准件的理想物理端面与实际校准端面间存在一定偏差,该偏差引入的衰减和相移可基于传输线模型进行等效,并可进一步结合式(14)~(17)的修正算法予以消除,等效模型见图 7,式中 Γ_i 为已知校准件理想物理端面的反射系数, Γ_i' 为经过误差修正后的校准件实际校准端面的反射系数, $e^{-\gamma l}$ 为修正因子. 式中 α 和 β 为传输线的衰减常数和相位常数, L_{offset} 和 D_{offset} 为传输线的插损和延时,一般由校准件生产厂家如文献[15]提供, $Z_{0,offset}$ 为传输线的特性阻抗,通常为 50 Ω .

$$al = \left[\frac{L_{offset} \cdot D_{offset}}{2 Z_{0,offset}} \right] \sqrt{\frac{f}{10^9}}, \quad (14)$$

$$\beta l = 2\pi f \cdot D_{offset} + \alpha l, \quad (15)$$

$$e^{-\gamma l} = e^{-(\alpha + j\beta)l}, \quad (16)$$

$$\Gamma_i' = \Gamma_i e^{-2\gamma l}. \quad (17)$$

将修正后的校准件反射系数 Γ_i 代入式(8)~(10)中,可提取出修正后射频探针的 S_{11} 、 S_{22} 、 S_{21} 、 S_{12} 。射频探针为无源非互易器件,由式(10)可得 $S_{12} = S_{21} = \pm \sqrt{S_{21}S_{12}}$,其具有文献[16]提及的相位不确定性问题,可引入相位(Phase)连续性和 $\text{Phase}|_{0\text{ Hz}} = 0^\circ$ 补充条件进行相位分支选择,见图8。首先将测得 $S_{21}S_{12}$ 原始相位数据(实线)基于相位连续性原则进行去折叠化(点划线),而后沿纵轴进行 180° 周期延拓,在其中选择零频相位为 0° 的分支(点划线),将该相位分支的相频响应除以2,便可得到 S_{21} 真实的相频响应(虚线)。

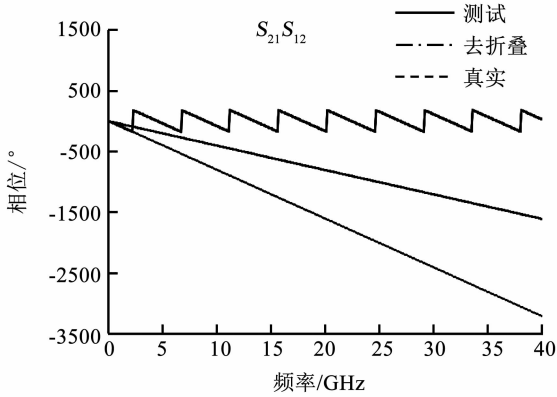


图8 相位响应

Fig. 8 Phase response characteristics

在依次获得平衡和非平衡射频探针的 S 参数 (S_A 、 S_B) 后,用平衡-非平衡混合射频探针对待测 MMIC 芯片进行同轴端面的整体 S 参数 (S_M) 测量,并利用级联矩阵变换对 S_M 进行矢量修正,去嵌掉 S_A 和 S_B ,从而得到待测 MMIC 的 S 参数 (S_D)。测试系统框图见图9。

级联矩阵变换首先利用式(18)将散射参数矩阵 S_M 、 S_A 、 S_B 转换为传输参数矩阵 T_M 、 T_A 、 T_B , T_M 、 T_A 、 T_B 和待测件的传输参数矩阵 T_D 满足式(19)关系。之后通过式(20)的矩阵逆运算得到 T_D ,最后由式(21)得到待测 MMIC 的散射参数 S_D 。

$$\begin{bmatrix} T_{i11} & T_{i12} \\ T_{i21} & T_{i22} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{S_{i21}} \right) \begin{bmatrix} S_{i12}S_{i21} - S_{i11}S_{i22} & S_{i11} \\ -S_{i22} & 1 \end{bmatrix}, i = M, A, B. \quad (18)$$

$$[T_M] = [T_A][T_D][T_B], \quad (19)$$

$$[T_D] = [T_A]^{-1}[T_M][T_B]^{-1}, \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} S_{D11} & S_{D12} \\ S_{D21} & S_{D22} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{T_{D22}} \right) \begin{bmatrix} T_{D12} & T_{D11}T_{D22} - T_{D12}T_{D21} \\ 1 & -T_{D12} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

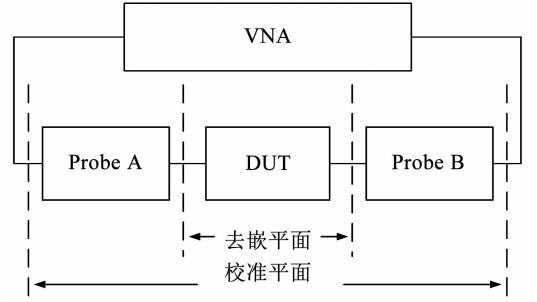


图9 测试系统框图

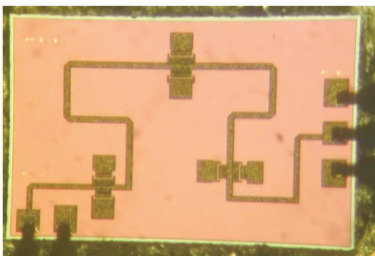
Fig. 9 Schematic diagram of the measurement system

3 测试结果与分析

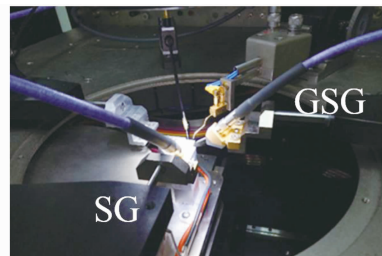
基于异型结构在片测试方案,本文设计了以矢量网络分析仪 (Keysight PNA N5224A)、SG 与 GSG 射频探针 (Cascaded ACP-A-SG-150, ACP-A-GSG-150)、微波探针台 (Cascaded Summit 11000BS) 组成的在片测试系统来验证方案可行性。待测 MMIC 样品片选择了如图10(a)所示的限幅器芯片,基于 GSG-SG 混合射频探针的在片测试照片如图10(b)所示。

采用本文带误差修正的 OSL 二阶去嵌方法提取的 SG 与 GSG 两个探针的 S 参数与 Cascade 公司提供的出厂参数相吻合,见图11。

对限幅器芯片仿真结果、如图1所示用于少量样品评估的键合方案测试结果以及本文提出的可用于大规模量产的方案测试结果进行了对比。对比结果见图12,本文方案测试结果与键合方案测试结果



(a) 芯片照片



(b) 测试系统照片

图10 芯片和测试系统照片

Fig. 10 Photos of the limiter chip and the test system

非常接近, S_{21} 误差小于 0.1 dB, 具体对比见表 1. 本文测试方案求解过程需要大量复数与矩阵运算, 采用 C# 面向对象语言, 借助程控仪器标准指令集 (SCPI) 和虚拟仪器软件结构 (VISA), 通过调用标准 I/O 库内的指令集, 控制 GPIB 或者 USB 等接口总线将计算机与硬件仪器连接, 再通过仪器规定的控

制代码实现对仪器的操作. 测试程序框架见图 13, 测试结果界面见图 14. 通过该程序实现了仪器控制、数据采集、结果修正、数据分析和图形化结果呈现的全自动操作, 避免了人为因素的干扰, 解决了晶圆级量产测试面临的效率问题.

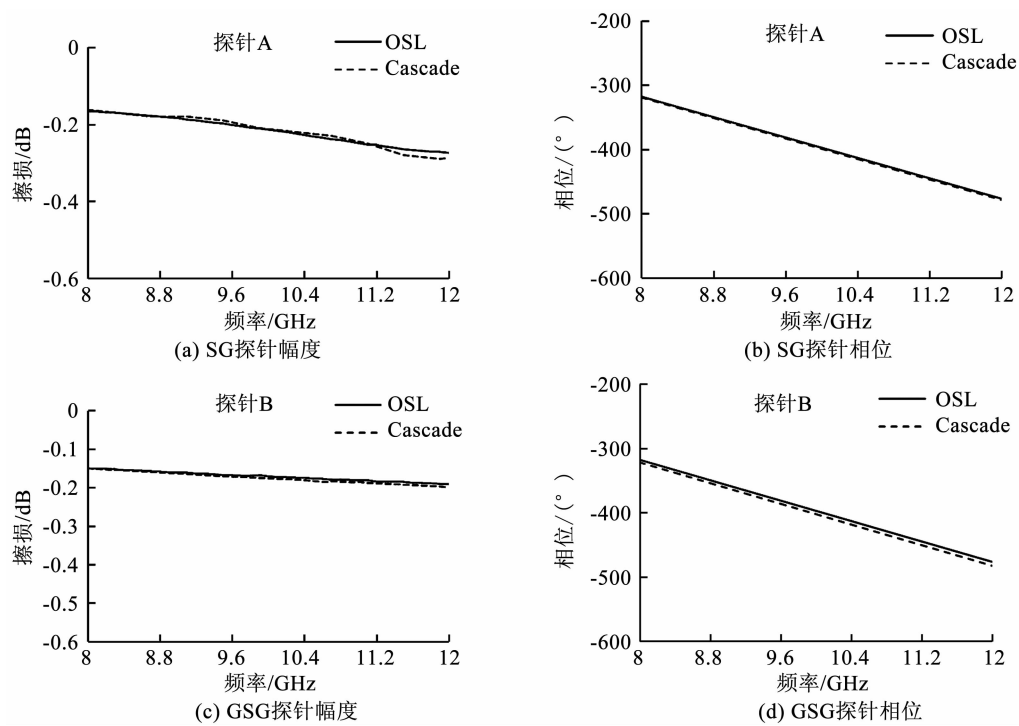


图 11 OSL 提取探针 S 参数结果
Fig. 11 Extracted S-parameter results of the probe

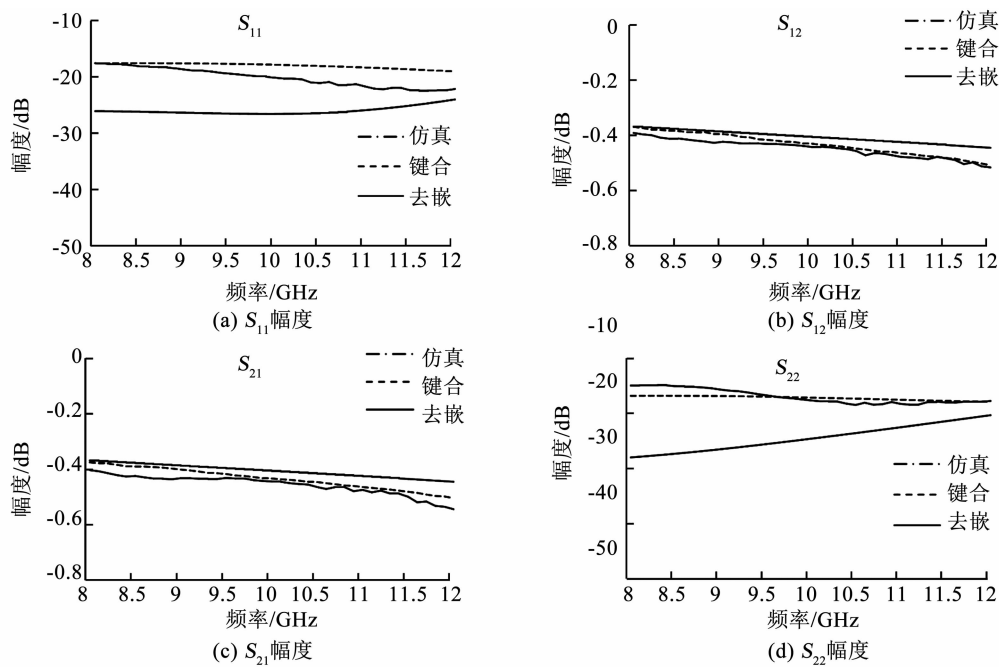


图 12 测试结果对比
Fig. 12 Comparison of the S-parameters measurement results between different methods

表 1 传统方案与本文方案效率对比

Tab. 1 Comparison of traditional method and the method proposed in this paper

	测试精度/dB				测试速度/s
	S_{11}	S_{22}	S_{21}	S_{12}	
键合	-19.093 ~	-17.936 ~	-0.515 ~	-0.519 ~	600
(参考)	-17.594	-16.842	-0.386	-0.380	
传统	-19.201 ~	-25.073 ~	-0.702 ~	-0.557 ~	600
	-14.126	-15.612	-0.007	0.150	
本文	-22.511 ~	-18.506 ~	-0.565 ~	-0.537 ~	30
	-17.582	-14.900	-0.424	-0.412	

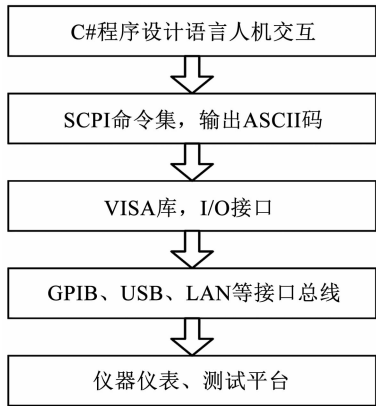


图 13 测试程序框架

Fig. 13 Frame of the test system

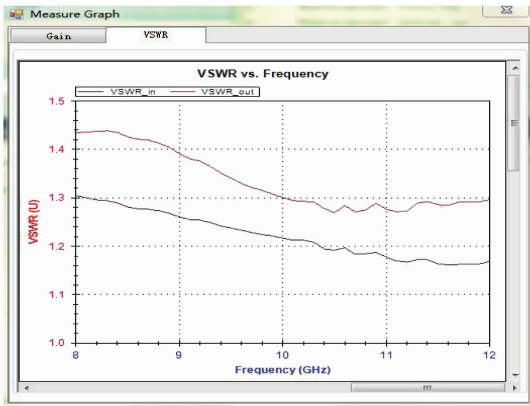


图 14 自动测试程序结果

Fig. 14 Interface of the automatic test result

4 结 论

本文对采用传统 SOLR 校准方式的平衡-非平衡混合射频探针测试的校准误差进行了评估计算,并提出了一种基于平衡-非平衡混合射频探针的 MMIC 测试方法.该方法结合了带误差修正的 OSL 二阶去嵌技术、级联矩阵变换技术,实现了射频探针 S 参数的精确提取和去嵌,将校准参考平面从同轴端面精确平移至探针尖端面,有效保证了待测 MMIC 芯片的测试精度,并结合 C#面向对象语言为该测试方案构建了自动测试系统,可有效应用于 MMIC 产品晶圆级量产测试.

参考文献

[1] RIDDLE A. RF measurements of die and packages[M]. Norwood, MA, USA: Artech IEEE Microwave Magazine, 2002, 3(4): 76. DOI: 10.1109/MMW.2002.1145679

[2] LU K C, HORNG T S, HAN F Y, et al. Comparative modeling study of single-ended through-silicon via between the G-S and G-S-G configuration [C]//2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Seattle, WA, USA: IEEE, 2013; 1

[3] CHEN Zhenyu, WANG Youlin, LIU Yu, et al. Two-port calibration of test fixtures with different test ports[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2002, 35(4): 299. DOI: 10.1002/mop.10589

[4] BASU S, HAYDEN L. An SOLR calibration for accurate measurement of orthogonal on-wafer DUTs[C]//Microwave Symposium Digest. Denver, CO, USA: IEEE, 1997; 1335. DOI:10.1109/MWSYM.1997.596575

[5] FERRERO A, PISANI U. Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru'[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1992, 2(12): 505. DOI:10.1109/75.173410

[6] SCHRAMM M, HROBAK M, SCHÜR J, et al. A SOLR calibration procedure for the 16-term error model[C]//2012 42nd European Microwave Conference. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 2013; 589. DOI:10.23919/EuMC.2012.6459245

[7] CRUPI G, SCHREURS D. Microwave de-embedding: From theory to applications [M]. Amsterdam, Netherlands: Elsevier/Academic Press, 2013; 48

[8] FESHARAKI F, DJERAFI T, CHAKER M, et al. S-parameter de-embedding algorithm and its application to substrate integrated waveguide lumped circuit model extraction [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(4): 1179. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2638846

[9] AGILENT Technologies. De-embedding and embedding S-parameter networks using a vector network analyzer application note 1364-1[EB/OL]. (2000-09); 4. <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf? id=1000001869;eps;apn>

[10] LOO X S, YEO K S, CHEW K W J, et al. A new millimeter-wave fixture deembedding method based on generalized cascade network model[J]. IEEE Electron Devices Society, 2013, 34(3): 447. DOI:10.1109/LED.2012.2237157

[11] WATSON K, NAGEL C, PEDERSEN J H, et al. Beginning visual C # 2010[M]. Indianapolis: Wiley Publishing Inc., 2010; 393

[12] LUDWIG R, BRETCHKO P. RF circuit design: theory and applications[M]. Englewood, USA: Prentice Hall, 2000; 97

[13] DUNSMORE J P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques[M]. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Ltd., 2012; 100. DOI:10.1002/9781118391242

[14] WU M D, DENG S M, WU R B, et al. Full-wave characterization of the mode conversion in a coplanar waveguide right-angled bend[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, 43(11): 2532. DOI:10.1109/22.473174

[15] KEYSIGHT Technologies. Specifying calibration standards and kits for keysight vector network analyzers-Application note 1287 - 11 [EB/OL]. (2016-06-29); 6. <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-4840EN.pdf? id=798978>

[16] ZHU Ninghua. Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2002, 47(10): 1917. DOI:10.1109/22.795064

(编辑 苗秀芝)