

LTE/WiMAX片上变压器的分析与设计

张华斌^{1,2}, 蔡敏¹, 武海军³, 李正平³

(1. 华南理工大学电子与信息学院 广州 510640; 2. 电子科技大学中山学院 广东 中山 528402; 3. 广州润芯信息技术有限公司 广州 510663)

【摘要】针对TSMC 0.13 μm RF CMOS射频和混合信号工艺器件库中无变压器器件, 而变压器器件是设计射频通信电路的关键, 该器件的有无直接影响射频通信前端电路性能的优劣。通过对多种片上变压器的性能研究, 设计出应用于LTE/WiMAX的八边形片上变压器, 给出了与频率无关的集总元器件等效电路模型及模型参数提取公式, 并对新器件进行了流片, 测试结果表明在0.1~10 GHz频率范围内 L 、 Q 参数具有良好的吻合性, 且耦合系数 K 良好, 达到设计目的。该变压器的设计成功将有助于4 G通信芯片的开发和应用。

关键词 LTE/WiMAX; 集总参数模型; 八边形; 片上变压器; 射频

中图分类号 TN4, TN6

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.03.008

Analysis and Design of On-Chip Transformers for LTE/WiMAX

ZHANG Hua-bin^{1,2}, CAI Min¹, WU Hai-jun³, and LI Zheng-ping³

(1. School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology Guangzhou 510640;

2. Zhongshan Institute, University of Electronic Science and Technology of China Zhongshan Guangdong 528402;

3. Guangzhou Runxin Information Technology Co., Ltd Guangzhou 510663)

Abstract Transformer is a key device in radio frequency communication circuit, which can directly effect on the performance of the RF front-end circuit. However, there is not transformer in TSMC 0.13 μm RF CMOS mixed-signal process library. In order to solve this problem, an octagonal transformer which is applied in LTE/WiMAX is designed and fabricated by the analysis of all kinds of on-chip transformer performance, and the frequency-independent lumped-element equivalent circuit model and the parameter-extracted expressions are given. The measurement results show that L and Q have excellent agreement with the measured data from the frequency range of 0.1 GHz to 10 GHz, and coupling coefficient K is perfect. The successful design of the transformer will contribute to the development and application of 4G communication chips.

Key words LTE/WiMAX; lumped parameter model; octagonal; on-chip transformer; radio frequency

随着无线通信频率的提高, 集成电路中所使用的变压器电感值正逐渐减小, 从而为芯片中集成变压器提供更大的可能性和现实性。变压器由初、次级电感绕组耦合而成, 由于耦合作用, 其初、次级电感值及品质因子分别比单电感值高 $(1+k)$ 倍^[1], 所以集成电路中使用片上变压器既可缩小电路的芯片面积, 又可提高电路的系统性能。目前, 变压器正广泛应用于低噪声放大器、匹配网络、混频器、功率放大器等射频电路中^[2-5]。

最新的LTE/WiMAX四代通信芯片模块开发将继续缩小芯片面积、降低成本和提高产品性能, 需要新的工艺和新的设计方法来满足射频电路的各项特性指标要求, 但由于所采用的0.13 μm TSMC射频和混合信号工艺库中没有提供相应的变压器器件及

其模型, 这给设计工程师设计高性能、低成本的射频通信芯片带来很大的困难。鉴于这点, 设计出满足无线通信电路要求的高性能变压器器件及其高精度模型成为研究的关键问题。

近年来, 随着对片上变压器模型的研究不断深入, 变压器模型精度随之不断提高。文献[6]提出由两个简单的电感模型耦合而成, 电感的模型用寄生集总电阻和电感的串联, 加上端口间寄生集总电容, 以及与衬底之间的氧化层电容串联硅衬底本身的电阻和电容的并联网络构成, 该模型没有考虑衬底的涡流效应、线圈绕线之间的邻近效应和线圈本身的趋肤效应。文献[7]对模型的初级和次级绕组中的寄生电阻加以改进, 使其具有频率相关性, 这种变化使得模型包含了趋肤效应和邻近效应。文献[3]对模

收稿日期: 2013-02-20; 修回日期: 2013-09-06

基金项目: 国家863计划(2009AA01Z260); 广东省科技计划项目(2010A090601001);

作者简介: 张华斌(1968-), 男, 博士生, 主要从事射频电路设计和器件建模方面的研究。

型进一步改进,在初、次级线圈中增加中间抽头部分,使之成为双 π 网络,同时增加了四个互感系数和两个端点之间交叉电容,该模型考虑了分布效应、趋肤效应、邻近效应和衬底的涡流效应。在以后的模型设计中普遍采用双 π 结构,该结构具有更高的模型准确性。

文中引用文献[3]的片上变压器等效模型,根据最新TSMC射频和混合信号工艺的厚顶层金属,高电导率,离衬底距离远,低介电常数的特点,考虑片上变压器的几何图形对其性能和芯片面积的影响,优化设计出几款高性能的新八边形变压器,并给出了变压器器件的设计过程、模型参数提取方法和模型参数,采用该方法将有助于无线通信集成电路中集成变压器的实现。

1 变压器器件分析

考虑片上变压器的特点,如文献[7]中描述有平行绕组(shibata)、交错绕组(frlan)、叠层绕组(finlay)、同轴螺旋绕组结构。这些结构可分为两种形式:一种是平面绕组变压器,如平行绕组结构、交错绕组结构和同轴螺旋绕组结构。其中平行绕组结构具有中等耦合系数,缺点是不对称,初、次级端口距离非常近,容易引起串扰,所以这种结构不常用;交错绕组结构能提供很好的1:1匝比,中等耦合系数,且初、次级端口分布在版图两侧,利于级联;同轴螺旋绕组结构耦合系数很低($k \approx 0.3 \sim 0.5$),插入损耗大,使用范围有限。另一种是立体的绕组结构,如叠层绕组结构,它有高耦合系数,节省芯片面积,但绕组不对称,电容相对大的特点。因而用于谐振频率不高的场合,可有效降低芯片面积。

除了考虑绕组结构以外,设计片上变压器还要考虑其形状,不同的几何形状所包含的电学特性是不一样的。片上变压器几何形状主要有方形、六边形、八边形、圆形等。这些形状在以往设计片上螺旋电感时已存在,因此设计片上变压器时可利用这些图形。由图1^[8]可知,在同一频率时,对于具有相等电感值的不同螺旋电感,圆形的品质因子最大,其他八边形、六边形和方形的品质因子依次减小。由此推断在设计片上变压器时,为了提高该器件的品质因子,必须提高变压器图形的边数,但实际上很多硅工艺都不支持圆形变压器的设计。

因此,从绕组结构和几何图形这两方面综合考虑,设计变压器时应选择八边形的几何图形和交错绕组的平面结构。

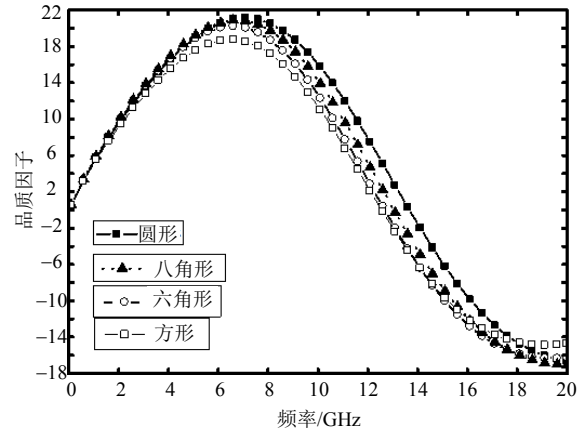


图1 固定电感值下不同形状的品质因子与频率的关系

2 变压器等效电路模型和参数计算

2.1 片上变压器的物理效应和电路模型

变压器等效电路模型是在电感集总参数等效电路模型的基础上,考虑初、次级绕组相互之间的耦合效应而建立起来的。片上八边形变压器物理效应等效原理如图2所示,图中,硅工艺变压器的每个部分用理想的集总元器件来代替,这些元器件可以清楚地反映出由电场和磁场所引起的多种物理效应。如大量的导体与导体之间以及导体与衬底之间的由电场效应引起的电容;在绕线导体中代表趋肤效应、邻近效应和涡流效应的频率相关性的电阻和电感,可以用阶梯电阻和电感代替;绕组与绕组之间的感应效应可以用耦合因子代替等。

图3是片上变压器SPICE等效电路模型,模型中使用两个双 π 电感等效电路以及感性和容性的耦合,每个电感采用梯型结构,模型具有很好的对称性。由于模型的对称特性,初级线圈和次级线圈的两端间的元器件值相等(如: $C_{ox3} = C_{ox1}$, $C_{sub3} = C_{sub1}$, $R_{sub3} = R_{sub1}$),初级与次级间的耦合系数以及耦合电容值也相等,因此对于这种片上变压器的双 π 等效电路模型,可以根据部分元器件及其参数的对称性,而自然减少元器件提取的数目。

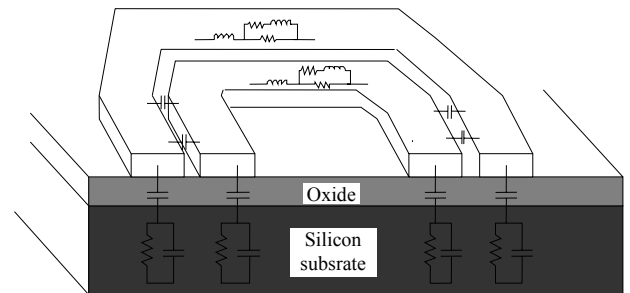


图2 八边形变压器物理效应等效原理图

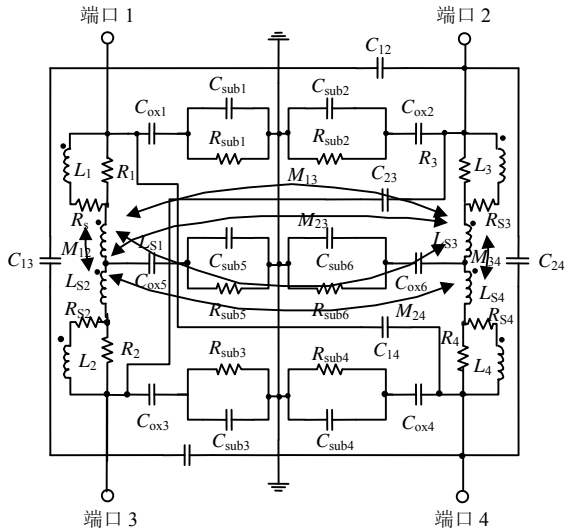


图3 采用耦合电感模块的变压器电路模型(1和3代表初级绕组两个端口, 2和4代表次级绕组两个端口)

2.2 梯形结构元器件和线圈间耦合系数的计算

变压器模型中的元器件参数可以通过文献[3]中提出的解析式计算, 图3中端口1和3之间的初级绕组包含趋肤效应和邻近效应的梯形结构, 端口2和4的次级绕组同样也考虑趋肤及邻近效应的梯形电路, 模型中梯形结构的无源器件表达式为:

$$\begin{cases} R_{Si} = K_R R_i, & L_i = K_L L_{Si} \\ R_i = (1 + 1/K_R) R_i^{dc} \\ L_{S1,2} = \frac{L_1^{dc} + M_{12}^{dc}}{(1 + K_{M12})[1 + K_L(1 + K_R)^{-2}]} \\ L_{S3,4} = \frac{L_3^{dc} + M_{34}^{dc}}{(1 + K_{M34})[1 + K_L(1 + K_R)^{-2}]} \end{cases} \quad (1)$$

式中, K_R 和 K_L 是经验系数, 但对于具体工艺和特定内径、绕线宽度和间距, 它们是恒定值; R_i^{dc} 为该梯形结构的等效直流电阻; L_i^{dc} 和 M_{ij}^{dc} 分别对应于变压器直流等效模型的电感值和互感值, 如图4所示。

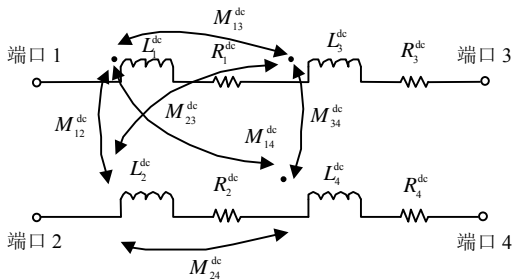


图4 片上变压器直流等效电路模型(端口1和端口3代表初级绕组两个端口, 端口2和端口4代表次级绕组两个端口)

八边形绕组线圈的直流电感 L_i^{dc} 分别由该线圈的多个半圈电感之间的自感和互感所组成, 半圈电感和互感(同名, 异名)计算方法如式(2)~式(4), 另

外, 6个直流互感系数 M_{ij}^{dc} 可由式(3)和式(4)求得。

$$L_{half_coil} \approx \frac{\mu_0 d}{2} \left[0.52 \left(\ln \frac{d}{w+t} + \frac{w^2+t^2}{12d^2} + 1.5 \right) - 0.29 + 0.37 \frac{\sqrt{w^2+t^2+0.46tw}}{3d} - 0.08 \frac{w^2+t^2}{6d^2} \right] \quad (2)$$

$$M_{half_coil} \approx \frac{\mu_0 d}{2} \left[0.52 \left(\ln \frac{1}{\xi} + \frac{w^2}{12d^2} + \frac{w^2}{12(\xi d)^2} \right) - 0.29 + 0.37 \xi - 0.08 \left(\xi^2 + \frac{w^2}{6d^2} \right) \right] \quad (3)$$

$$M_{half_coil,anti} \approx \frac{\mu_0 d}{2} \times \left[-0.041 - 0.299(\psi) - 0.369 \left(\xi^2 + \frac{w^2}{6d^2} \right) \right] \quad (4)$$

$$\psi = \begin{cases} \xi & (\xi d < w) \\ \xi + \frac{(w-\xi d)^3}{3w^2 d} & (\xi d > w) \end{cases}$$

式中, μ_0 为真空中的磁导率; d 为平均直径; w 为金属绕线的宽度; s 为绕线间的距离; t 为金属绕线导体的厚度。

由于变压器等效电路模型中的涡流、趋肤和邻近效应的物理性质可以用电阻和电感的梯形网络实现^[9], 因此, 直流条件下的互感系数 K_{Mij} 也同样应用于高频状态的梯形网络中。图3中的变压器等效电路模型有6个耦合系数, 这6个耦合系数的计算方法可用直流状态下的各个绕线导体间的耦合系数表示, 有:

$$\begin{cases} K_{Mij} = M_{ij}^{dc} / \sqrt{L_i^{dc} L_j^{dc}} \\ K_{Mij} : (L_{Si}, L_{Sj}) \\ K_{Mij} : (L_i, L_j) \\ (i, j = 1, 2, 3, 4, i < j) \end{cases} \quad (5)$$

2.3 端口间自感、互感电容参数计算

变压器中的寄生电容有两种, 一种是相邻绕组间的绕线电容 C_{w-w} , 该电容通过半圈与半圈之间的电容进行计算, 然后再累加。另一种是交叠电容 C_{ov} , 它是两种不同层的金属绕线在此处交叠。在单个螺旋的建模中, 绕线与绕线间的电容时常可忽略, 但在多线圈的变压器中它的值相对比较大, 这是由于每两个相邻的绕组分别属于不同的线圈(初级或次级)。

片上变压器模型中的电容由自感电容和互感电容构成, 分别表示为自感电容 C_{13} 、 C_{24} , 互感电容 C_{12} 、 C_{34} 、 C_{23} 、 C_{14} , 4个互感电容分别属于初、次级不同的端口, 计算时通过对端口处相连金属导体

进行区分。由于工艺尺寸持续缩小，电容计算时要考虑多种效应，图5表示同一金属层间两个极板间的电容 C_{w-w} ，计算时除了考虑极板间垂直方向的电容外，还必须考虑边缘电场效应所产生的边缘电容，准确的单位长度电容 C_{w-w} 表达式为^[10]：

$$\frac{C_{w-w}}{\epsilon_{ox}} = 1.144 \frac{T}{S} \left(\frac{H}{H + 2.059S} \right)^{0.0944} + 0.7428 \left(\frac{W}{W + 1.592S} \right)^{1.144} + 1.158 \left(\frac{W}{W + 1.874S} \right)^{0.1612} \left(\frac{H}{H + 0.9801S} \right)^{1.179} \quad (6)$$

式中， T 为金属绕线导体的厚度； S 为绕线间的距离， H 为金属绕线到地端之间的距离； W 为金属绕线的宽度。

不同金属层间的单位长度的交叠电容 C_{ov} 的计算，采用考虑边缘电容的极板电容公式：

$$\frac{C_{ov}}{\epsilon_{ox}} = \frac{w}{h} + 0.77 + 1.06 \left[\left(\frac{w}{h} \right)^{1/4} + \left(\frac{t}{h} \right)^{1/2} \right] \quad (7)$$

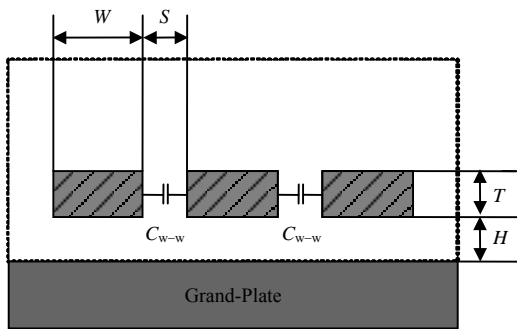
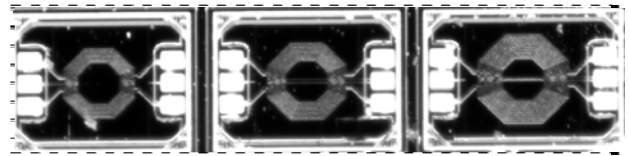


图5 有限地平面上同层金属与金属之间的电容计算结构图

3 模型验证和结果分析

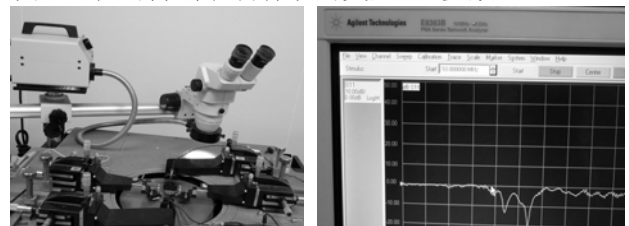
图6为采用0.13 μm 1P8M CMOS射频和混合信号工艺来制作应用于LTE/WiMAX的3个片上八边形变压器，图中由左向右变压器绕组线圈匝比分别为4：4、5：5和5：5，通过设计该类型变压器既可以验证模型的精确性，又为特定电路设计提供SPICE仿真的参数。设计这些变压器的关键几何尺寸为：内径ID，初级圈数 N_p ，次级圈数 N_s ，线圈(金属导体)的宽度 W ，以及线圈(金属导体)之间的间距 S 。变压器绕线层由顶层金属M8和次层M7制作，金属M8层作为变压器的初、次级绕组线圈，其厚度是次层金属M7厚度的4倍，有利于降低绕组线圈的电阻值，金属M7层由于其厚度相对较薄，电阻值大，仅作为变压器绕线的交叉走线。



a. 匝比4：4 b. 匝比5：5 c. 匝比5：5

图6 匝比为 $n:n$ 的3种不同自感系数的八边形变压器芯片

片上变压器的测试系统由Cascade Microtech 11000探针台、安捷伦E8363B PNA网络分析仪、以及G-S-G探针组成，测试装置如图7所示。在测量图6中几个变压器的两端口 S 参数时，为了得到有效的 S 参数，必须采用测试开路结构和短路结构去嵌的方法来去除原 S 参数中所包含的压焊块和互联线寄生效应，从而得到准确有效的变压器 S 参数^[11-13]。



a. 探针台 b. 网络分析仪

图7 八边形变压器在片测试系统

根据变压器流片的工艺参数和模型参数计算公式，提取了图6b部分，变比为5：5的变压器模型参数，如表1所示。为了验证模型的准确性，仿真数据必须与测量数据作全面的比较，对于变压器器件来说主要考虑的特征参数有：初、次级绕组线圈的电感值，初、次级绕组线圈的品质因子和变压器的耦合系数。关于这些特征参数，可通过对变压器所提取的有效 S 参数进行处理，将之转化为阻抗和导纳参数，抽取变压器中的初级和次级绕组线圈的电感值(L_{11} 、 L_{22})、品质因子(Q_{11} 、 Q_{22})以及变压器的耦合系数(k)，并通过这些参数来评估所设计的变压器总体性能。

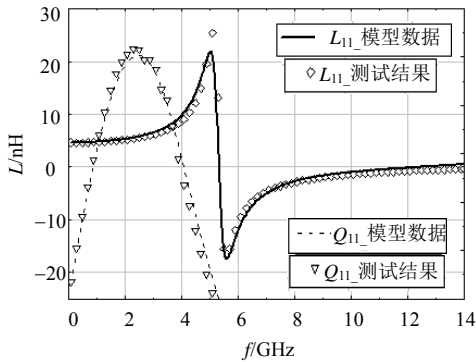
表1 变比为5：5的变压器等效电路模型参数

电路模型参数	所提取的值	电路模型参数	所提取的值	
初级	$R_1, R_2/\Omega$	5.71	$C_{ox1}, C_{ox3}/\text{fF}$	27.66
	$L_1, L_2/\text{nH}$	0.55	$C_{sub1}, C_{sub3}/\text{fF}$	28.21
	$R_{s1}, R_{s2}/\Omega$	5.39	$R_{sub1}, R_{sub3}/\Omega$	373.34
	$L_{s1}, L_{s2}/\text{nH}$	1.93	衬底 $C_{ox2}, C_{ox4}/\text{fF}$	28.72
	$R_3, R_4/\Omega$	6.20	$C_{sub2}, C_{sub4}/\text{fF}$	29.10
次级	$L_3, L_4/\text{nH}$	0.56	$R_{sub2}, R_{sub4}/\Omega$	361.90
	$L_{s3}, L_{s4}/\text{nH}$	2.01	$C_{ox5}, C_{ox6}/\text{fF}$	55.32, 57.44
	M_{12}/nH	1.20	C_{12}/fF	27.01
	M_{34}/nH	1.27	C_{34}/fF	27.01
	M_{13}/nH	1.13	互感电容 C_{13}/fF	29.75
互感电感	M_{24}/nH	1.13	C_{24}/fF	35.76
	M_{23}/nH	1.44	C_{23}/fF	24.33
	M_{14}/nH	1.44	C_{14}/fF	24.33

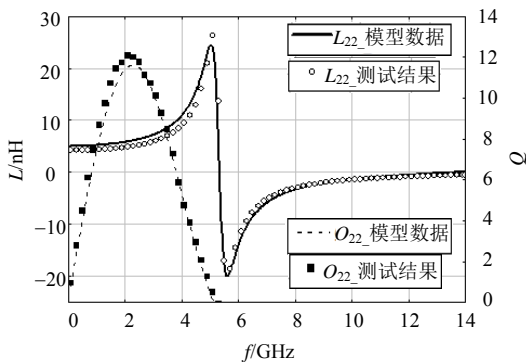
图6a所示的变压器设计物理参数为：初、次级

绕组线圈匝数比为4:4, 内直径为134 μm , 绕线宽度为4 μm , 线间距为2.1 μm , 其中, 线间距为设计规则所允许的最小间距。图8给出该变压器的初、次级绕组线圈电感 L 和品质因子 Q 随频率变化的测量与模型仿真曲线, 这些曲线表明其测试结果与模型数据在0~14 GHz频率范围内具有良好的一致性, 从而验证了变压器模型的有效性。变压器的初级直流电感值为5.48 nH, 谐振频率为5.57 GHz, 品质因子在设计工作频点处为10.16, 几乎与峰值10.17一致。变压器的次级线圈 Q 值比初级稍高, 表明次级线圈的阻值比初级线圈的阻值稍低, 但变压器初次级仍然显示出较高的对称性。

图9b为初、次级绕组线圈的电感和品质因子与频率关系的曲线图。该变压器绕组的匝比为5:5, 其他物理参数与样品一相同。图9给出在0~10 GHz频率范围内变压器初、次级线圈电感和品质因子的模型和测试数据曲线, 这些曲线表明设计的模型和测试数据的一致性。因此, 设计所提供的模型在一定的频率范围内不仅能够反映实际器件特性, 而且可应用于电路中进行SPICE模型仿真。该变压器的初级直流电感值为7.60 nH, 谐振频率为4.82 GHz, 品质因子在设计工作频点处为9.58, 几乎与峰值9.61一致, 表明所设计的变压器工作于最佳状态。

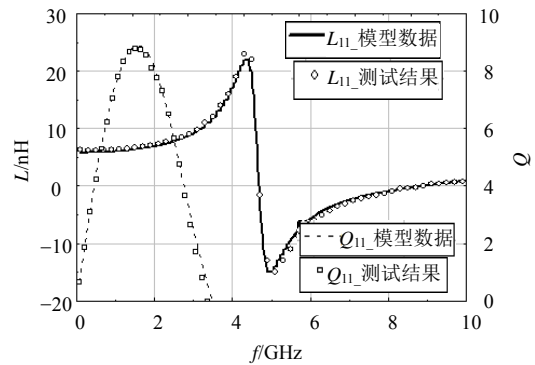


a. 变压器的初级绕组的电感值 L_{11} 和品质因子 Q_{11} 的模型与测量数据的比较

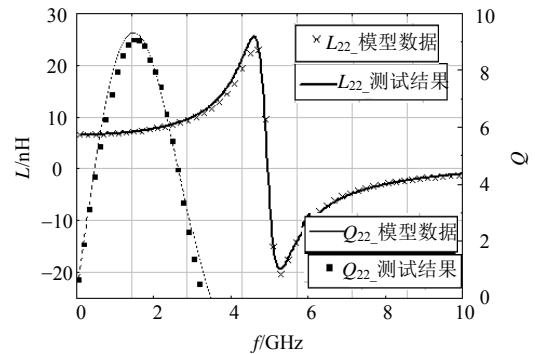


b. 变压器的次级绕组的电感值 L_{22} 和品质因子 Q_{22} 的模型与测量数据比较
图8 匝比为4:4的变压器的初、次级绕组线圈电感 L 和品质因子 Q 随频率变化的测量与模型仿真曲线

图10是图6a和图6b所示的变压器绕组线圈的耦合系数与频率关系曲线, 两个样品的模型数据和测试结果在频率范围内具有很好的一致性, 表明该模型能够准确地反映器件的物理特性。无论是图6a所示的变压器还是图6b所示的变压器, 其耦合系数都随着频率的增加而增大, 在频率低于3.2 GHz时, 图6a所示的变压器的耦合系数大于图6b所示的变压器的耦合系数, 表明在同样的图形结构下, 匝比4:4的变压器比5:5的变压器耦合系数大, 磁耦合能力强。其中, 在工作频点上图6a所示的变压器的耦合系数为0.850, 图6b所示的变压器的耦合系数为0.806。



a. 变压器的初级绕组的电感值 L_{11} 和品质因子 Q_{11} 的模型与测量数据的比较



b. 变压器的次级绕组的电感值 L_{22} 和品质因子 Q_{22} 的模型与测量数据比较
图9 匝比为5:5的初、次级绕组线圈的电感和品质因子与频率关系曲线图

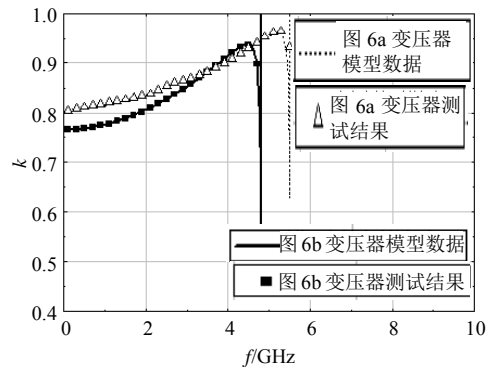


图10 图6a和图6b的变压器耦合系数模型数据和测试结果比较

4 结 论

本文针对TSMC 0.13 μm RF CMOS射频和混合信号工艺器件库中无变压器器件,在考虑工艺设计规则和研究变压器器件高性能的基础上,开发出用于LTE/WiMAX射频通信集成电路的八边形片上变压器,并提出了一种集总元器件变压器等效电路模型。为了验证器件的性能和等效电路模型的有效性,本文对变压器器件进行了流片测试,测试结果与模型数据相比在0.1~10 GHz频率范围内,初、次级的电感系数、品质因子和耦合系数具有良好的吻合性。此外,在工作频点变压器的耦合系数达到0.80以上,表明片上变压器具有良好的耦合效果。该片上变压器设计成功,可以方便地将其用在SPICE射频电路仿真器中,有助于4 G通信芯片的开发和应用。

参 考 文 献

- [1] ALY A H, BEISHLINE D W, SHARAWY B E. Filter integration using on-chip transformers[C]//The 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Fork Worth: IEEE, 2004(3): 1975-1978.
- [2] AHN H R. Modified asymmetric impedance transformers (MCCTs and MCVTs) and their application to impedance-transforming three-port 3-dB power dividers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(12): 3312-3321.
- [3] GAO Wei, JIAO Chao, LIU Tao, et al. Scalable compact circuit model for differential spiral transformers in CMOS RFICs[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2006, 53(9): 2187-2194.
- [4] JEN Yung-nien, TSAI Jeng-han, HUSNG Tian-wei, et al. Design and analysis of a 55~71 GHz compact and broadband distributed active transformer power amplifier in 90-nm CMOS process[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(7): 1637-1646.
- [5] 李萌, 余志平. 用于CMOS射频集成电路中多级放大器级间耦合的片上变压器的设计方法与2模型[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2011, 51(3): 328-333 .
LI Meng, YU Zhing-ping. Design methodology and modeling of an on-chip transformer for inter-stage coupling for multi-stage amplifiers in CMOS RFIC[J]. Journal of Tsing hua University (Sci & Tech), 2011, 51(3): 328-333 .
- [6] ZHOU J J, ALLSTOT D J. Monolithic transformers and their application in a differential CMOS RF low-noise amplifier[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, 33(12): 2020-2027.
- [7] LONG J R. Monolithic transformers for silicon RF IC design[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2000, 35 (9): 1368-1382.
- [8] MOHAN S S. The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit[D]. Stanford: Stanford University, 1999.
- [9] NOBUHIRO S, TORU M, TAKAHIRO N, et al. Scalable transformer model based on ladder topological equivalent circuit for Si RFICs[C]//2010 Topical meeting on silicon monolithic integrated circuits in RF systems(SiRF). New Orleans: IEEE, 2010: 12-15.
- [10] WONG S C, LEE T Y, MA D J, et al. An empirical three-dimensional crossover capacitance model for multilevel interconnect VLSI circuits[J]. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 2000, 13(2): 219-227.
- [11] WANG Chuan, LIAO Huai-lin, LI Chen, et al. A wideband predictive 'double- π ' equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2009, 56(4): 609-619.
- [12] KANG I M, JUNG S J, CHOI T H, et al. Five step (pad-pad short-pad open-short-open) de-embedding method and its verification[J]. IEEE Electron Device Letters, 2009, 30(4): 398-400.
- [13] TIEMEIJER L F, PIJPER R M T, HEIJDEN E V D. Two multiport de-embedding methods for accurate on-wafer characterization of 60-GHz differential amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(3): 763-771.

编辑 税 红