

硅衬底 RF 集成电路中螺旋电感的建模和分析

姜祁峰, 李征帆

(上海交通大学电子工程系, 上海 200030)

摘 要: 对硅衬底 RF 集成电路中的螺旋电感进行电磁场建模, 考虑了衬底损耗效应, 并通过电路分析和网络分析技术得到了二端口简化电感模型. 该模型在特定的截止频率以下可提供可靠的电路系统仿真. 利用该模型分析了硅衬底的损耗对螺旋电感品质因素 (Q) 的影响.

关键词: 螺旋电感; RF 集成电路; 部分元等效电路; 品质因素

中图分类号: TN454 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 08-1219-03

Modeling and Analysis of Spiral Inductors for Si-Based RF IC's

JIANG Qi-feng, LI Zheng-fan

(Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: Silicon radio-frequency (RF) integrated circuit spiral inductors are modeled and analyzed. The important effects of substrate loss are included in the analysis. Circuit analysis and network analysis techniques are used to extract a two-port compact inductor model, which can be easily used in circuit simulation below certain frequency. The effect of substrate loss upon Q -factor is analyzed using this compact model.

Key words: spiral inductors; RFIC's; PEEC; Q -factor

1 引言

随着 RF 集成电路的应用日益广泛, 片上螺旋电感的设计和性能得到了广泛的研究. 硅衬底 RF 集成电路中, 螺旋电感的品质因素 (Q) 由于衬底损耗在高频端会降低, 但由于硅衬底集成电路制造成本相对较低, 使得 CMOS RF 集成电路对 GaAs 集成电路仍有相当竞争力. 对于通过改进工艺和设计方法来提高电感性能的论文已经有很多, 如提高导体导电率来减小串联电阻, 增大金属与衬底之间的氧化层厚度, 或使用高电阻率衬底来减小衬底的寄生效应^[1]; 利用多层螺旋并联提高电感的等效厚度从而减小电阻损耗, 多层螺旋串联则可以在相同面积的情况下提高电感值^[2]等. 但分析和优化电感结构的文章还是比较少. 文献[3]中使用传输线理论来分析螺旋电感, 但忽略了很多重要的影响因素, 如频率升高后由于趋肤效应造成的导体中不均匀的电流分布等. 文献[4]对螺旋电感进行了比较精确的分析, 但电容的计算比较复杂, 计算量较大.

本文采用部分元等效电路方法对螺旋电感进行的建模, 所得的可扩展模型, 使电路设计人员可以灵活的设计出适合不同 RF 电路要求的电感, 并且很方便分析和优化. 用曲线拟合方法得到的简化电感模型则在特定的截止频率以下可提供可靠的电路系统仿真.

2 硅衬底螺旋电感模型

2.1 部分元等效电路模型

典型的螺旋电感是由一系列金属导体段互连构成的, 如图 1 所示, 可以使用部分元等效电路 (PEEC) 方法建立等效电路模型. PEEC 方法是基于对电路结构的积分方程的描述. 由麦克斯韦方程和欧姆定律可得:

$$E_0(r, t) = \frac{1}{\sigma} \frac{\partial J(r, t)}{\partial t} + \nabla \phi(r, t) \quad (1)$$

将螺旋电导体划分为足够小的单元, 使得在每个单元内, 未知量都可以看成常量. 任何一个分段都等效为一个电感和一个电阻串联. 不同分段之间存在互电感. 而任何两个节点之间有互电容, 同时每个节点有对地的自电容.

2.2 电感矩阵

在低频端, 各分段的自电感和互电感的计算是比较简单的. 此时导体厚度较小于电流分布的趋肤深度, 可以认为电流在导体横截面上均匀分布. 但到了高频端, 由于趋肤效应以及导体之间电流相互作用导致电流分布不均匀, 可以沿导体截面将其分割成更小的子导体段, 而每个子导体段中的电流均匀分布. 如果将所有的导体都划分子导体段, 计算量将变得很大. 可以做以下的简化, 认为每个导体的电流分布只受其两边导体段的影响, C_i 表示与导体分段 i 相邻的导体段的集合, 即

影响分段 i 电流分布的导体集合, 仅将集合内的导体分为子导体段, 分别计算各子导体段的自感和相互之间的互电感. 具体地说, (i, j) 表示第 i 个导体段的第 j 个子导体段, N_i 表示分段 i 中的子分段数, I_{ij} 表示子分段 (i, j) 中的电流, I_i 表示分段 i 的总电流. 根据以上定义和简化思想, 子分段 (i, j) 上的电位差可以拆分成两个部分:

$$V_{ij} = V_{ij}^L + V_{ij}^G = \sum_{k \in C_i} \sum_{m=1}^{N_k} Z_{ij, km} I_{km} + \sum_{k \in C_i} L_{ik} I_k \quad (2)$$

其中 $Z_{ij, km} = r_{ij, ki} + j L_{ij, km}$ 上式中 r_{ij} 是导体 (i, j) 的电阻, $\delta_{ij, km}$ 是 Kroneker 冲击函数, $L_{ij, km}$ 是子分段 (i, j) 和 (k, m) 之间的互电感, L_{ik} 是分段 i 和分段 k 之间的互电感. 对式 (2) 的第一项求逆, 并对所有子分段的电流求和, 得到:

$$I_i = \sum_{j=1}^{N_i} I_{ij} = \sum_{k \in C_i} \sum_{j=1}^{N_k} Y_{ij, km} V_{km}^L \quad (4)$$

假设分段 (i, j) 上的电位差与 j 无关, 则上式可写成:

$$I_i = \sum_{k \in C_i} V_k^L \sum_{j=1}^{N_k} Y_{ij, km} = \sum_{k \in C_i} V_k^L Y_{ik}^L \quad (5)$$

于是 (2) 可以写成:

$$V_i = \sum_{k \in C_i} Z_{ik}^L I_k + \sum_{k \in C_i} L_{ik} I_k \quad (6)$$

对所有的分段 i 重复上面的计算过程, 可以得到电感矩阵. 以上过程涉及到两次求逆运算, 显然第一次求逆计算量较大, 但使用了简化的方法, 可以大大减少计算量.

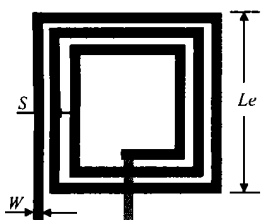


图 1 典型的片上螺旋电感

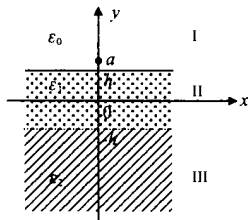


图 2 利用镜像法求分层介质格林函数 (源点在 $y = a$ 处)

2.3 电容矩阵

多层介质格林函数被用于电容矩阵的计算. 由于衬底的厚度远大于氧化层及金属的厚度, 衬底厚度的影响被忽略, 即认为衬底是无限厚的. 图 2 所示的三层介质结构可以大致描述标准 CMOS 工艺的介质结构, 图中区域 I 是空气层, 区域 II 是二氧化硅层, 厚度为 $2h$, 区域 III 是硅衬底. 使用镜像电荷法求解比较方便. 这里仅给出用镜像法得到的区域 I 的格林函数表达式:

$$G_I(P; x, y, z) = G_0(P; x, a + h, z) + K_1 G_0(P; x, -a + h, z) + \sum_{n=1}^{\infty} (1 - K_1^2) K_2^n (-K_1)^{n-1} \cdot G_0(P; x, -[a + (4n - 1)h], z) \quad (7)$$

其中 $K_1 = \frac{\epsilon_0 - \epsilon_1}{\epsilon_0 + \epsilon_1}$, $K_2 = \frac{\epsilon_0 - \epsilon_2}{\epsilon_0 + \epsilon_2}$ 分别是两个分界面上的反

射系数, G_0 是自由空间三维格林函数. 考虑到衬底的损耗, $\epsilon_2 = \epsilon_2 - j\epsilon_2'$ 为复介电常数. 上式中第三项是无穷级数, 但在实际计算时, 取前 20 项就已经足够了.

在导体表面上划分单元, 认为在这些划分的足够小的单元上, 电荷是均匀分布的, 同时对这些单元的电压取平均值, 可以得到:

$$V_i = \frac{Q_i}{S_i} = \sum_{j \in S_j} G_{ij} dS_j \quad (8)$$

考虑所有的单元, 得到以下矩阵方程:

$$[V] = [P][Q] \quad (9)$$

矩阵 $[P]$ 是电压系数矩阵, 其逆阵就是复电容矩阵, 分别由各元素的实部和虚部得到导体之间的互电容、互电导以及各自对地电容和电导. 但这个推导过程中只需要一次求逆运算, 而计算量由划分的单元数决定.

3 螺旋电感的简化模型

以上得到的模型称为可扩展模型, 即电路设计人员可以灵活的设计出适合不同 RF 电路要求的电感, 等效电路参数可以根据几何及工艺参数进行提取. 与可扩展模型相比, 简化电感模型便于整合到更复杂的 RF 电路结构中进行

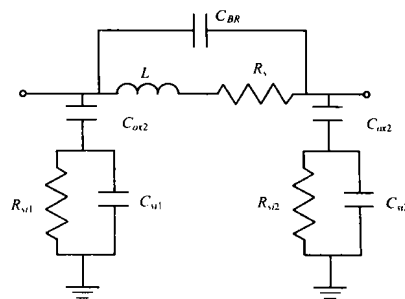


图 3 非频变简化电感模型

整个电路的仿真和优化, 以及手工计算. 使用曲线拟合的方法, 在很宽的频带范围内通过优化得到如图 3 所示的简化电感模型, 各电路参数都不随频率变化, 且具有较明确的物理含义, 其中 C_{BR} 代表导体之间的耦合电容, C_{ox} , C_{Si} , R_{Si} 分别代表了氧化层和衬底的寄生效应.

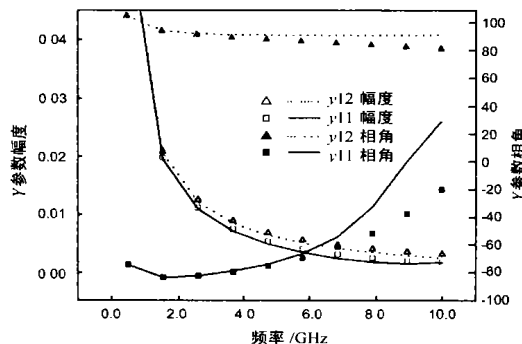


图 4 由 PEEC 模型和简化模型得到的 y 参数的比较, 其中点线和直线由简化模型得到, 其余由 PEEC 模型得到

对于 4 圈, $Le = 216.0 \mu\text{m}$, $S = 1.5 \mu\text{m}$, $W = 15.0 \mu\text{m}$, 金属厚度 $1.0 \mu\text{m}$, 氧化层厚度 $5.0 \mu\text{m}$, 衬底导电率 10S/m 的螺旋电感, 图 4 比较了使用 PEEC 模型和简化模型分别得到的 y 参数 Y_{12} , Y_{11} 幅度和相角随频率变化的曲线. 从图中可以看到, 当频

率升高到一定程度(图中为 5GHz)以后,两组曲线,特别是相角曲线,表现出明显的差异.用 PEEC 方法得到的 Y_{12} 相角会小于 $\pi/2$ (主要是由衬底寄生电容和电阻带来的漏电流造成的),而由简化模型得到的 Y_{12} 相角始终大于 $\pi/2$.这是该模型本身的缺陷.但在 5GHz 以下,两组曲线相当吻合,使用简化模型还是比较精确的.同时随着衬底寄生效应的减小,两者吻合的频率范围将增大.

4 螺旋电感的品质因素

4.1 螺旋电感品质因素的定义

电感或电容的 Q 值,由式(10)定义:

$$Q = 2 \frac{\text{储能}}{\text{每周期的能量损耗}} \quad (10)$$

但上式同时也可以用来定义 LC 振荡电路的 Q 值,两者的区别在于能量存储的形式不同.对于电感而言,存储的磁场能量是我们感兴趣的,而任何由于寄生电容带来的电场能量并不是我们需要的.所以电感的 Q 值应该有以下定义:

$$Q = 2 \frac{\text{净磁场能}}{\text{每周期的能量损耗}} = 2 \frac{\text{最大磁场能} - \text{最大电场能}}{\text{每周期的能量损耗}} \quad (11)$$

当最大磁场能量和最大电场能量相等,即自谐振时,电感的 Q 值等于零,而当频率超过自谐振频率,没有净磁场能输出,此时已表现为电容的特性.

4.2 螺旋电感 Q 值的提取

一般使用 $Q = \frac{-\text{Im}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})}$ 来提取.由于在一定的频率范围内,图 3 所示的简化模型可以很好的反映螺旋电感的电特性,因此也可以利用简化模型来提取 Q 值,并且易于解释衬底对 Q 值的影响.将简化模型一端接地,计算另一端的输入阻抗,其虚部和实部的比值即为 Q 值,并写成如下形式:

$$Q_{\text{ind}} = \frac{L}{R_s} \text{衬底损耗因子} \cdot \text{自谐振因子} \quad (12)$$

式(12)中第一项是存储的磁场能量及金属串联电阻损耗,第二项表示硅衬底的能量损耗,第三项表示随频率升高,电场能量增加导致 Q 值减小,并在自谐振频率点减小为零的效应.图 5,图 6 所示的是两个不同设计的 Q 值和上述两个因子随频率变化的曲线.

从图 5,图 6 可以看出,较小的螺旋电感,由于受衬底寄生效应影响较小,其 Q 值接近于线性,两个降低品质因素的因子随频率变化较小.而较大的电感,其 Q 值随频率升高达到最大值后下降很快.当频率进一步升高, Q 值将由正值变为负值,螺旋电感实际上已经成为电容.

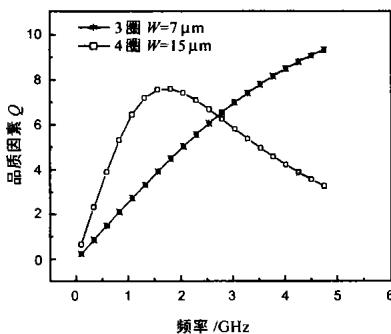


图 5 不同几何特征电感的 Q 值比较

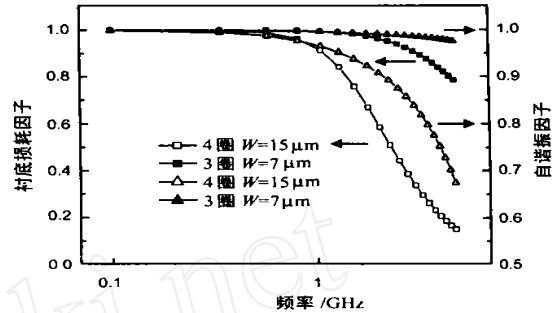


图 6 不同几何特征的电感损耗因子和谐振因子

5 结论

本文利用了部分元等效电路方法对硅衬底 RF 集成电路中使用的螺旋电感进行了电磁场建模,并通过电路和网络分析技术,提取出简化的等效电路模型.该模型在特定的截止频率以下可提供可靠的电路系统仿真.并利用该简化模型分析了衬底的损耗效应对电感品质因素的影响.

参考文献:

- [1] Kirk B Ashby, et al. High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process [J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 1996, 31(1): 4 - 8.
- [2] Joachim N Burghartz, et al. Multilevel-spiral inductors using VLSI interconnect technology [J]. IEEE Electron Device Letters, 1996, 17(9): 428 - 430.
- [3] John R Long, Miles A Copeland. The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's [J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 1997, 32(3): 357 - 368.
- [4] Ali M Niknejad, Robert G Meyer. Analysis, Design and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF IC's [J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 1998, 33(10): 1470 - 1481.

作者简介:



姜祁峰 男,1976 年出生于上海市,1999 年 7 月毕业于上海交通大学电子工程系,获学士学位.现为上海交通大学电子工程系电磁场与微波技术专业硕士研究生.感兴趣的研究领域为高速集成电路互连和封装结构的信号完整性分析; CMOS 集成电路无源器件建模和参数提取.