

一种基于 LTCC 技术的方形平面电感设计与仿真

牛晓威, 王俊峰, 付肿丽
(西安微电子技术研究所, 陕西 西安 710054)

摘 要: 本文从电感的基本模型出发, 提出了方形平面电感的等效电路模型, 分析了电感的基本特性, 并得出了等效电路中电感计算的数学公式; 其次, 通过 MATLAB 画出了等效电路中电感特性随频率变化的曲线图, 同时利用三维电磁仿真软件 HFSS 验证了等效电路模型的正确性; 最后讨论了基于 LTCC 工艺的平面电感的特性及其参数变化对电感特性的影响。

关键词: 平面电感; 等效电路; LTCC

中图分类号: TP391

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)01-0056-05

Design and Simulation of Planar Rectangular Inductors Based on LTCC Technology

NIU Xiao-wei, WANG Jun-feng, FU Chong-li

(Institute of Xi'an Microelectronics, Xi'an 710054, China)

Abstract: Based on the basic model of inductor, this paper firstly presents an equivalent circuit of planar rectangular inductor, and analysis its characteristics, as well as the formula for calculating; secondly, curves of the inductor characteristics varying with frequency are got by MATLAB and verified by the 3D electromagnetic simulation software HFSS; lastly, this paper discusses the characteristics of planar rectangular inductor based on LTCC technology, as well as the influence of different parameters on its characteristics.

Key words: planar inductors; equivalent circuit; LTCC

1 引言

低温共烧陶瓷技术(LTCC)^[1]是一种多层布线基板技术, 因其优异的特性在无源集成中倍受青睐, 主要可以总结为以下几个因素: 它是一种三维互联技术, 非常适合系统集成; 陶瓷材料具有优良的高频高 Q 的特性, 使用频率可高达几十 GHz; 使用电导率高的金属材料作为导体材料, 有利于提高电路系统的品质因数; 可将无源器件埋入多层电路基板中, 有利于提高电路的组装密度; 具有较好的温度特性, 如较小的热膨胀系数(CTE)、较小的介电常数温度系数; 可靠性高, 耐高温、高湿、冲振, 可应用于恶劣环境。

基于 LTCC 工艺的平面电感主要有方形、圆形及折线形等形式, 折线形平面电感占用面积较大, 且

Q 值较低, 实际应用中较少使用。方形电感与圆形电感相比, 在相同面积相同频率的情况下, 方形电感的 Q 值比圆形电感稍小, 自谐振频率比圆形电感要低, 但是其单位面积的电感量比圆形电感大。

在实际应用中, 尤其是片式元器件中, 为了在有限的空间里得到较大的电感值, 一般会牺牲 Q 值而采用方形电感, 从而缩小元器件体积。因此, 本文主要讨论方形电感的等效模型及其特性变化。

2 平面电感的结构模型

为了精确快速的完成集成电感的设计, 需要建立电感的等效电路模型。此处分别从平面电感的物理结构及等效电路两方面进行论述。

2.1 物理结构

方形平面电感的结构如图 1 所示。

图 1 中,单圈平面电感可分为四部分:section 1, section 2, section 3, section 4. 四条导带宽度相等,长度近似相等. 每条导带可等效为电阻与电感的串联,不同导带间存在互感及寄生电容^[2-3].

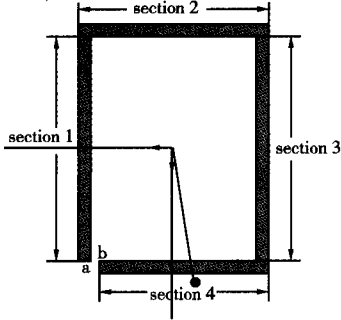


图 1 平面电感示意图

2.2 等效电路

分别用等效电阻和等效电感表示图 1 中的四条导带,得到其等效电路模型,如图 2(a)所示。

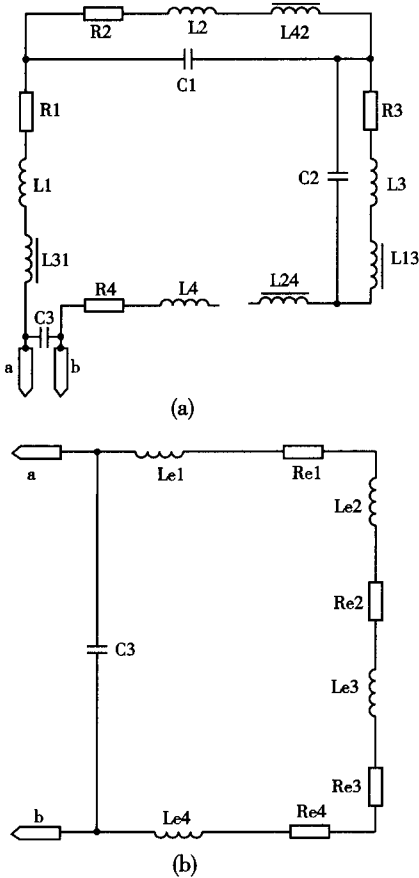


图 2 单圈电感等效电路及简化电路图

图 2(a)中, $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ 分别是四条导带的等效电阻及自感, L_{31}, L_{13} 分别是导带 section 3, section 1 之间的互感, L_{42}, L_{24} 分别是导带 section 4, section 2 之间的互感; C_1, C_2 分别是相对导带间的寄生电容, C_3 是 a, b 间端口电容. 且

各参数间有如下关系:

$$R_1 = R_2 = R_3 \quad (1)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 \quad (2)$$

$$L_{31} = L_{13} \quad (3)$$

$$L_{42} = L_{24} \quad (4)$$

为了简化分析,现做以下假设:

(1) 导带宽度远小于导带长度;

(2) 端口距离远小于导带长度;

由以上假设可近似认为 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4, L_1 = L_2 = L_3 = L_4, L_{31} = L_{13} = L_{42} = L_{24}, C_1 = C_2 < C_3$. 忽略小电容,可得简化电路图 2(b):

$$L_{e1} = L_{e2} = L_{e3} = L_{e4} = L_1 + L_{31} \quad (5)$$

$$R_{e1} = R_{e2} = R_{e3} = R_{e4} = R_1 \quad (6)$$

因此,图 2 可进一步简化为 $4R_{e1}$ 与 $4L_{e1}$ 串联后再与 C_3 并联,此处不再画出。

计算 a, b 端口输入阻抗可得:

$$Z_{in} = 4 \times \frac{(R_{e1} + j(\omega L_{e1} - 4\omega^3 L_{e1}^2 C_3 - 4R_{e1}^2 \omega C_3))}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2 + (4R_{e1} \omega C_3)^2} \quad (7)$$

即

$$\text{Re}(Z_{in}) = 4 \times \frac{R_{e1}}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2 + (4R_{e1} \omega C_3)^2} \quad (8)$$

$$\text{Im}(Z_{in}) = 4 \times \frac{j(\omega L_{e1} - 4\omega^3 L_{e1}^2 C_3 - 4R_{e1}^2 \omega C_3)}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2 + (4R_{e1} \omega C_3)^2} \quad (9)$$

由式(8)、(9)可以看出,单圈平面电感其等效电阻 R_{eff} , 等效电感 L_{eff} , 品质因数 Q 及自谐振频率 f_0 可分别表示如下:

$$R_{eff} = 4 \times \frac{R_{e1}}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2 + (4R_{e1} \omega C_3)^2} \quad (10)$$

$$L_{eff} = 4 \times \frac{(L_{e1} - 4\omega^2 L_{e1}^2 C_3 - 4R_{e1}^2 C_3)}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2 + (4R_{e1} \omega C_3)^2} \quad (11)$$

$$Q = \frac{(\omega L_{e1} - 4\omega^3 L_{e1}^2 C_3 - 4R_{e1}^2 \omega C_3)}{R_{e1}} \quad (12)$$

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{1}{4L_{e1} C_3} - \frac{R_{e1}^2}{L_{e1}^2}} \quad (13)$$

在同一基板材料中,当电感工作频率 f 远小于其自谐振频率 f_0 时, L_{e1}, C_3 可视为常数, R_{e1} 与趋肤深度 δ 有关^[4],且有如下关系:

$$4\omega^2 L_{e1} C_3 \ll 1 \quad (14)$$

$$4R_{e1} \omega C_3 \ll 1 \quad (15)$$

为了简化分析,可近似认为:

$$R_{eff} \approx 4 \times \frac{R_{e1}}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2} \quad (16)$$

$$L_{eff} \approx 4 \times \frac{L_{e1} - 4\omega^2 L_{e1}^2 C_3 - 4R_{e1}^2 C_3}{(1 - 4\omega^2 L_{e1} C_3)^2} \quad (17)$$

因此,当 $f \ll f_0$ 时,随着频率的升高, R_{eff} 不断增大, L_{eff} 可认为保持不变。

3 等效电路的数学计算及仿真验证

本文 2.2 节中给出了电感各参数的计算公式,但难以直观的看出电感的特性随频率的变化趋势,为了得到更为直观的曲线图,本文使用 MATLAB 对各公式进行编程计算,并画出其随频率变化的曲线图,同时利用三维电磁仿真软件 HFSS 验证前文中等效电路的正确性。

3.1 MATLAB 计算

为了减少公式计算的复杂性,取 $\epsilon_r = 1, \mu_r = 1$, 且忽略材料损耗。

设每条导带的长,宽,高分别为 L, W, H , 导带电阻率为 ρ , a, b 端口间距离为 d . 分别计算导带的等效电阻及端口电容,可得:

$$R_{el} = \rho L / (W \delta (1 - \exp(-H/\delta))) \quad (18)$$

$$C3 = \epsilon_0 W H / d \quad (19)$$

L_{el} 可由 greenhouse 算法^[5]求得。Greenhouse 算法是将电感分成一系列相互连接的导线段,再分别计算每一段导带的自感及相互间的互感,最后将各部分求和得到电感线圈的总电感量。此处只需计算长为 L 的导带 section1 的自感 $L1$ 及其与导带 section3 之间的互感 $L31$ 。由 greenhouse 公式可知,平直导带的自感计算公式是:

$$L_{self} = 0.002L (\ln(2L/G_{MD}) - 1.25 + A_{MD}/L + \mu_r T/4) \quad (20)$$

式中, L_{self} 单位为 μH , L 单位是 cm ; G_{MD} , A_{MD} 分别代表导体横截面积的几何平均距离和导体横截面的算数平均距离。对于图 1 所示横截面为长方形的导带来说,分别有:

$$G_{MD} = 0.2232(W+H) \quad (21)$$

$$A_{MD} = (W+H)/3 \quad (22)$$

为了计算方便,这里只讨论近似直流,相对磁导率为 1 的情况,即 $T=1, \mu_r=1$ 。

两平行导带之间的互感是导带长度以及它们之间几何平均距离的函数,可表示为:

$$M = 2LY \quad (23)$$

式中, M 是互感,单位是 nH , L 是导带长度,单位是 cm , Y 是互感参数,可以由下面的等式来计算:

$$Y = \ln(L/G_{MD} + \sqrt{1 + \frac{L^2}{G_{MD}^2}}) - \sqrt{1 + \frac{G_{MD}^2}{L^2}} + (G_{MD}/L) \quad (24)$$

式中, G_{MD} 是两导带间的几何平均距离,近似等

于两导带中心之间的距离。由 greenhouse 公式及前文分析可知, $L_{el} = 1000L_{self} - M$, 单位为 nH 。

至此,前文中未知量 $R_{el}, L_{el}, C3$ 都已求出,带入式(10)~(13)即可得出电感的各参数。可以看出,这些公式较为复杂,因此需借助于 MATLAB 的数学计算功能,对各公式进行编程计算。

$L=6 \text{ mm}, W=200 \text{ } \mu\text{m}, H=100 \text{ } \mu\text{m}, d=W/5$, MATLAB 计算结果如图 3 所示。

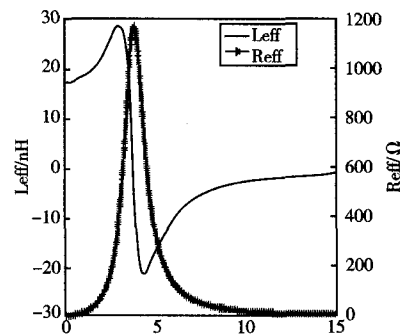


图 3 方形电感等效电感及电阻图

由图 3 可以看出, $L_{eff} \approx 17.2 \text{ nH}$, $f_0 \approx 4.0 \text{ GHz}$ 。

由于忽略了材料损耗等因素,电感 Q 的计算值较实际值偏差较大,此处不再列出。

3.2 三维电磁仿真软件验证

为了验证等效电路的正确性,本文利用 HFSS 对平面电感进行了建模仿真。所得结果如图 4 所示。

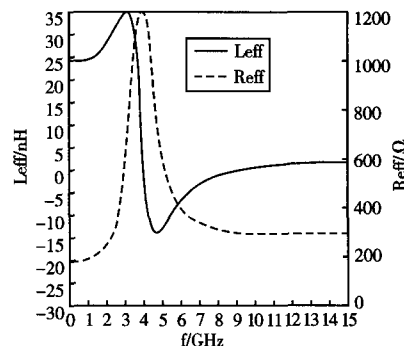


图 4 等效电感及电阻仿真图

由图 4 可以看出, $L_{eff} \approx 21 \text{ nH}$, $f_0 \approx 3.8 \text{ GHz}$ 。等效电感的仿真值稍大于理论计算值,这主要是因为 greenhouse 公式中考虑了损耗等各种校正因子,而仿真中忽略了这些因素。

对比图 3、图 4 可以看出,在电感自谐振频率前,仿真结果与理论计算结果吻合的较好,由此可以证明前文平面电感等效模型的正确性。

4 基于 LTCC 工艺的平面电感

电感的特性与基板材料有关。在同一频率,不同基板中,其等效电阻,等效电感会随着基板材料 ϵ_r 、

μ_r , 损耗等参数的不同而有所变化。因此, 选择性能较好的基板材料来实现电感的无源集成, 能极大地改善集成电感的性能。低温共烧陶瓷技术 (LTCC) 因其优异的特性在无源集成中倍受青睐。本文对易于实现大功率电感的 LTCC 铁氧体生磁带平面电感做了简单的仿真。

铁氧体生磁带是由磁粉压制而成, 其烧结温度约为 885°C , 烧结前通过金属通孔连接各层生磁带, 可形成多层结构。铁氧体生磁带磁导率较高, 适用于大电感的无源集成。

本文仿真所用铁氧体生磁带介质参数为: $\epsilon_r = 10$, $\mu_r = 200$, 基板厚度 $60\ \mu\text{m}$ 。

4.1 固定尺寸电感特性

此处电感几何尺寸为: $L=5\ \text{mm}$, $W=0.5\ \text{mm}$, $H=20\ \mu\text{m}$, 其仿真波形如图 5 所示。

由 greenhouse 公式计算真空中电感值为 $10.5\ \text{nH}$ 。而从图 5 中可以看出, 相同尺寸下, 基于铁氧体生磁带的电感值约为 $1030\ \text{nH}$ 。由此可以看出, 铁氧体生磁带易于实现大电感的无源集成, 但其谐振频率较小。

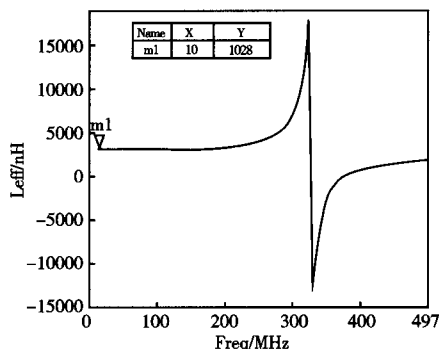


图 5 电感仿真图

4.2 不同尺寸对电感特性的影响

电感特性还与电感的几何形状及尺寸有关。LTCC 电感大体上可分为平面结构和立体结构。按照导体形状的不同, 平面结构电感又可分为方形、圆形、多边形螺旋电感及折线形电感等。立体螺旋结构按其叠层方式不同可分为堆叠式和螺线管式等。不同形式的电感有各自不同的特点, 本文仅针对单层平面方形结构电感不同尺寸对电感特性的影响做简单分析。

图 6(a), (b), (c) 分别给出了导带不同长, 宽, 高时电感的仿真结果, 仿真频率均为 $50\ \text{MHz}$ 。

图 6(a) 中, 导带长度从 $2\ \text{mm}$ 增加到 $6\ \text{mm}$ 。可以看出, L_{eff} 随导带长度的增加而增大; Q 值随导带长度的增加而减小。

图 6(b) 中, 导带宽度从 $0.2\ \text{mm}$ 增加到 $1\ \text{mm}$ 。可以看出, L_{eff} 随导带宽度的增加而减小, Q 值随导带长度的增加而增大。

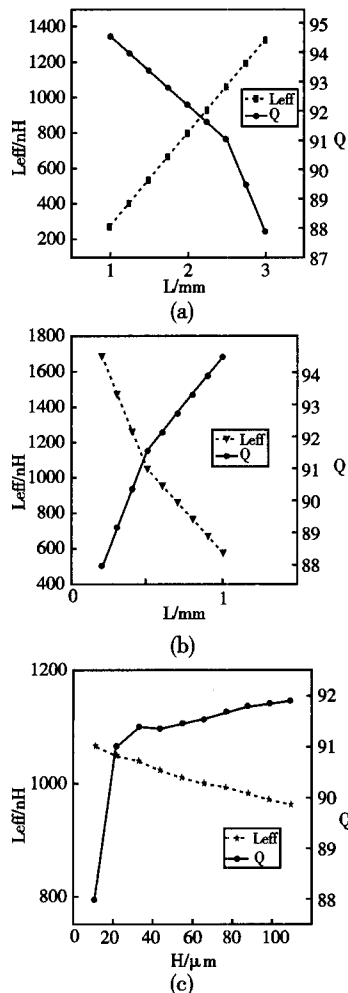


图 6 导带不同尺寸时电感值及 Q 值

图 6(c) 中, 导带高度从 $10\ \mu\text{m}$ 增长到 $100\ \mu\text{m}$ 。可以看出, L_{eff} 随导带厚度的增加变化很小, Q 值随导带厚度的增加先增大而后趋于稳定。其主要原因是导带厚度的增加相当于多条导带并联, 电感值基本不变, 而导带阻抗随着厚度的增大而减小, 因此 Q 值增大。但随着导带厚度逐渐增大到导体某一频率下的趋肤深度后, 导带等效阻抗不再减小, 因此 Q 值趋于稳定。电感的这一特性可用于同一电感量不同 Q 值或不同功率容量下电感的设计。

5 结束语

本文从电感的基本模型出发, 分析了电感的基本特性, 并简单讨论了不同导带几何尺寸条件下平面电感的特性变化, 可以看出, L_{eff} 随 μ_r , 导带长度的增大而增大, 随导带宽度的增大而减小。 Q 值随 μ_r , 导带长度的增大而减小, 随导带宽度的增大而增大。

因此,在实际应用中,应按照不同需要选择电感基板材料及几何尺寸。

本文虽然只讨论了单圈平面电感的特性变化,但其分析方法及所得结论同样适用于多圈平面电感及立体螺旋电感。

参考文献:

- [1] 杨邦朝,付贤民,胡永达. 低温共烧陶瓷(LTCC)技术新进展[J]. 电子元件与材料,2008,27(6):1-5.
- [2] Tuck Boon Chan, Hsin-Chia Lu, Jun-Kuei Zeng, et al. LTCC spiral inductor modeling, synthesis, and optimization[J]. IEEE, 2008:768-771.
- [3] Zhao Jixiang. Lumped equivalent circuit of planar spiral inductor for CMOS RFIC Application[J]. Chinese

Journal of Semiconductors, 2005,26(11):2058-2061.

- [4] Sotiris Bantas Yorgos koutsoyannopoulos and apostolos, an inductance modeling flow seamlessly integrated in the RF IC design chain [J]. IEEE, 2004 (3): 30039-30044.
- [5] Greenhouse H M. Design of planar rectangular micro-electronic inductors[J]. IEEE,1974,10(2):101-109

作者简介:

牛晓威 女,硕士研究生. 研究方向为 DC/DC 变换器.

王俊峰 男,硕士研究生导师,研究员. 研究方向为混合集成电路.

付舫丽 女,硕士,高级工程师. 研究方向为混合集成电路.

(上接第 55 页)

基础上,提出了一种改进算法. 经过实验证明,本文改进的算法在保证原有算法的优点基础上,改进了原算法细化结果非单一像素的缺点,且保证了原算法快速的优点,细化效果较好.

参考文献:

- [1] 杨颖娟. 基于 PCA 算法和小波包变换的人脸识别技术[J]. 微电子学与计算机,2011,28(1):92-94.
- [2] 冯星奎,李林艳,颜组泉. 一种新的指纹图像细化算法[J]. 中国图象图形学报,1999,4(10):835-838.
- [3] Chin R T, Wan H K, Stover D L, et al. A one-pass thinning algorithm and its parallel implementation[J]. Computer Vision Graphics Image Processing, 1987, 40 (1):30-40.

- [4] Zhang T Y, Suen C Y. A fast thinning algorithm for thinning digital patterns[J]. Communications of ACM, 1984,27(3):236-239.

- [5] 李川,彭甫镛,陆建峰. 基于距离场细化的骨架提取算法[J]. 微电子学与计算机,2011,28(10):114-117.

- [6] 卞维新,徐德琴. 指纹图像细化的复合式算法[J]. 中国图象图形学报,2011,16(6):1015-102.

- [7] Holt C M, Stewart A, Clint M, et al. An improved parallel thinning algorithm[J]. Communications of the ACM, 1987,30(2):156-160.

作者简介:

牟少敏 男,(1964—),博士,副教授. 研究方向为机器学习、数字图像处理、模式识别和信息安全等.