

超宽带锥形电感特性研究

李仲茂^{1,2}, 井永成¹, 成静文¹, 付 稳^{1,2}, 尹军舰¹, 邱 昕¹, 叶甜春^{1,2}

(1. 中国科学院微电子研究所, 北京 100029; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 锥形螺旋电感是一种新型电感, 在较宽的频带内有良好的一致性, 在毫米波电路和光载无线通信系统 (RoF Radio-over-Fiber) 中有广泛的应用. 本文对锥形螺旋电感感值、螺旋电感长度、直流电阻的计算方法进行了研究, 给出了精确计算方法, 其中, 电感值误差在 10.2% 以内, 直流电阻误差在 6.5% 以内; 对锥形空心螺旋电感微波特性进行研究, 提出了一种等效模型, 该模型拟合计算结果与实测曲线有较好的一致性, 使用该模型给出了螺旋电感宽带特性的详细理论推导, 同时利用该模型首次对锥形螺旋电感的宽带特性进行了直观解释; 最后, 将绕制参数对电感微波性能的影响进行分析, 引入单位长度电感量参数 α 和电感量-频率参数 β , 可对超宽带锥形电感微波特性进行优化, 对某些特性进行快速优化.

关键词: 锥形螺旋电感; 电感值; 等效模型; 超宽带; 直流电阻

中图分类号: TN61 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)11-2271-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.11.005

Research on Broad-Bandwidth Conical Shape Inductors

LI Zhong-mao^{1,2}, JING Yong-cheng¹, CHENG Jing-wen¹, FU Wen^{1,2}, YIN Jun-jian¹, QIU Xin¹, YE Tian-chun^{1,2}

(1. Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Conical spiral inductor is a new type of inductor with good consistency over a wide frequency band. It is widely used in bias junction circuits, amplifier circuits, and RoF (Radio-over-Fiber) systems. In this paper, the calculation method of the inductance value of spiral conical inductor, the length of spiral inductor and the DC resistance are studied, and the exact calculation formula is given. The sensitivity error is less than 10.2%, and the DC resistance error is less than 6.5%. At the same time, the microwave characteristic of the conical hollow spiral inductor is studied, and an equivalent model is put forward. The model is in good agreement with the measured curve. The influence of the winding parameters on the inductance is analyzed, and the parameter α of the length-inductance and the inductance-frequency parameter β are introduced to optimize the characteristics of the ultra-wideband conical inductor.

Key words: conical shape inductor; inductance; equivalent model; ultra-wideband; DC resistance

1 引言

微波毫米波有源电路在设计时, 需要仔细考虑直流偏置对微波性能产生的影响, 计算直流偏置端对不同频率微波信号的反射效应, 并将这种影响进行综合考量. 在微波毫米波电路中一般使用扼流电感将电路与电源进行微波隔离, 使用隔直电容对无源部分进行直流隔离. 隔直电容和扼流电感组成最简单的偏置结电路, 性能良好的偏置结电路 (Bias-Tee) 能够只引入很小的时域脉冲失真, 同时在频率、幅度、相位等方面有良好的响应和较高的平坦度^[1,3], 使电源部分对微波信号

主路的影响最小. 高性能宽带微波电感是偏置节电路的主要组成部分.

锥形螺旋电感是一种新型电感 (如图 1、图 2 所示), 锥形螺旋电感在较宽的频带内有良好的使用效果, 经过精确计算的锥形螺旋空心电感的使用频率可以达到 20GHz 以上, 加载磁芯的锥形螺旋电感使用频率可以达到 40GHz 以上的频率^[2]. 锥形电感目前作为电感元件使用, 主要用在测试测量仪器中, 在偏置结电路、放大器电路、开关电路、光学驱动放大器电路等微波毫米波通信系统、光载无线通信系统也有大量应用^[3]. 目前, 锥形螺旋电感主要以工程应用为主, 尚无较详细

的定性分析,在精确数值计算、量化计算方面也比较欠缺,目前国内外公开报道的文献中,均未给出精确的设计计算公式.

2 电感值计算

在进行参数计算之前,首先统一定义锥形电感各部分参数值(如图1所示).锥形螺旋电感两端线圈半径为 r 和 R ,线圈长度为 l ,圈数用 N 表示,每圈半径的改变值为 $RCPT = (R - r)/(N - 1)$,相邻两圈之间的横向中心距为 $p = l/(N - 1)$,电感外边沿与中心线的夹角用 θ 表示, $\tan\theta = (R - r)/l = RCPT * (N - 1)/l$.

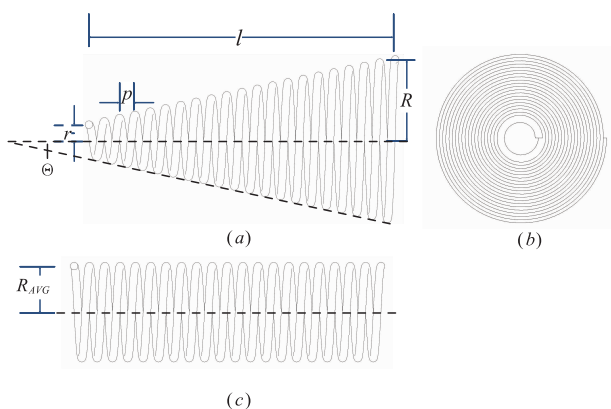


图1 锥形电感参数示意图 (a)锥形螺旋电感及其参数;(b)螺旋电感左视图;(c)直螺旋电感



图2 锥形电感实物

对于锥形空心线圈电感的计算,借鉴目前较成熟的直螺旋电感计算公式进行计算,使用两个方向分解计算方法对锥形空心电感进行计算^[4],即将锥形电感分解为轴向电感分量 L_H 和纵向电感分量 L_p ,再将不同方向上的分量进行合成,最终得到锥形空心电感的电感值 L .

$$L = \sqrt{(L_H \cdot \cos\theta)^2 + (L_p \cdot \sin\theta)^2} \quad (1)$$

其中,轴向电感分量 L_H 是半径为 $R_{AVG} = (r + R)/2$ 的

直空心螺旋电感电感量;纵向电感分量 L_p 是锥形螺旋电感投影到平面后平面螺旋电感电感量.当 $\theta = 0^\circ$ 时,电感为直空心螺旋电感, $L = L_H$;当 $\theta = 90^\circ$ 时,不考虑线径等因素,电感中心线构成为平面螺旋电感, $L = L_p$.

上述方法计算的前提是精确计算空心圆柱形电感和平面螺旋电感的感值,作为锥形电感轴向分量和纵向分量.目前使用的空心线圈电感公式有两种,一种为基于椭圆积分面电流计算公式^[5],另一种为理论的经验公式^[6].

基于椭圆积分面电流计算公式^[5]如下:

$$L_H = \frac{4\pi^2 N^2 R_{AVG}^2}{l} \times k_L \quad (2)$$

其中,

$$k_L = \frac{4}{3\pi} \left[\frac{\sqrt{1+u^2}}{u^2} (K(k) - E(k)) + \sqrt{1+u^2} E(k) - u \right]$$

其中, $R_{AVG} = (r + R)/2$ 为锥形空心电感的平均半径, $K(k)$ 和 $E(k)$ 分别为第一完全椭圆积分和第二完全

椭圆积分, $k = \frac{u}{\sqrt{1+u^2}}$, $u = 2r/l$.

根据经验公式^[6]则有:

$$L_H = \frac{10\pi\mu N^2 R_{AVG}^2}{9R_{AVG} + 10l} \quad (3)$$

其中, $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$.

但是,同一参数电感,使用式(2)与式(3)计算结果不同(见表1).

根据平面电感理论^[7],纵向分量表示为:

$$L_p = \mu N^2 R_{AVG} \left[\ln\left(\frac{2.46}{\sigma}\right) + 0.2\sigma \right] \quad (4)$$

其中 $\sigma = (R - r)/(r + R)$ 为锥形空心电感的形状系数.

根据表1中绕制参数,制作不同半径、不同锥度的绕制骨架,在绕制骨架上绕制不同的锥形螺旋线电感,进行测试.同时,在三维电磁场仿真软件HFSS中进行同步建模仿真分析不同参数电感的感值.使用同惠HT2826型RLC数字电桥进行测试,经对比发现,实测低频(5MHz)电感感值与仿真分析数值基本一致.使用低频电感值作为参考标准对上述两种计算方式进行误差计算,不同参数电感的感值计算误差结果如表1所示.

由表1中数据分析,将锥形电感分为轴向和纵向两个方向,分别计算两个方向上的电感,最后再合成的方法可以计算锥形绕线电感值,该方法的计算精度由轴向和纵向两个方向上的计算公式精度决定.表1给出的绕制参数中,轴向电感计算使用椭圆积分面电流计算公式(2)计算精度优于使用经验式(3).从表1数据中可

以看出,使用式(1)和式(2)及式(4)联合计算锥形空心螺旋电感,精度可以控制在 10.2% 以内. 特别是,当电感值在 200nH ~ 600nH 时,计算误差较稳定在 8% 以

下. 当电感值过小或过大时,寄生参数产生的影响不能精确的反应在模型中,可能是造成误差进一步增大的主要因素.

表 1 锥形电感值不同计算方法结果对比

编号	锥形螺旋线绕制参数	L(nH) (仿真)	L(nH)(式(1)、(2)、(4))	L(nH)(式(1)、(2)、(4))计算误差	L(nH)(式(1)、(3)、(4))	L(nH)(式(1)、(3)、(4)·)计算误差	$\alpha = L/L_{total}$	β
1	$r=0.1, R=0.29, l=0.64, N=10$	24.80	22.76	8.2%	24.60	-0.8%	2.0	--
2	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=25$	79.73	87.84	10.2%	92.20	15.6%	2.4	-3.6
3	$r=0.1, R=0.45, l=2.16, N=45$	282.60	298.18	5.5%	311.74	10.3%	3.7	-12.1
4	$r=0.1, R=0.9, l=5.08, N=55$	215.71	232.07	7.6%	241.65	12.0%	1.2	-8.6
5	$r=0.3, R=0.9, l=1.28, N=25$	560.68	604.41	7.8%	674.00	20.2%	5.8	-23.7
6	$r=0.3, R=0.9, l=2.16, N=45$	1162.10	1275.93	9.8%	1374.96	18.3%	6.7	-49.7

3 直流电阻计算

锥形电感的直流电阻计算,根据金属材料直流电阻公式 $R_{DC} = \rho * L_{total}/s$,其中 ρ 是电阻率, L_{total} 是材料的长度, s 是材料的横截面积. 有此公式可知,锥形电感的直流电阻,与长度密切相关,需要精确计算材料的长度. 目前,精确计算锥形螺旋的长度的有两种方法,计算螺旋电感的在各个方向上的长度积分^[8]或将绕制电感重新拉成直线后测量长度.

计算螺旋线各长度积分如下:

$$L_{total} = \int_{\varphi_r}^{\varphi_R} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} d\theta \quad (5)$$

经化简,

$$L_{total} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\theta}{2} \sqrt{q^2 + p^2 + q^2\theta^2} + \frac{q^2 + p^2}{2q} \cdot \ln\left(\theta + \frac{\sqrt{q^2 + p^2 + q^2\theta^2}}{q}\right) \right]_{\varphi_r}^{\varphi_R} \quad (6)$$

其中, $\varphi_r = \frac{2\pi r}{q}, \varphi_R = \frac{2\pi R}{q}$

由于绕制电感多使用金丝或铜丝等金属,都具有较好的延展性,使用第二种方法在拉伸过程中会产生一定形变,使测量长度变长,误差增大.

按照表 1 中的绕制参数绕制电感,不考虑温度系数影响,在常温下使用同惠 HT2826 型 RLC 数字电桥进行测试,测试数据如表 2 所示.

分析表 2 数据,使用上述精确锥形螺旋线公式计

算 L_{total} ,通过 L_{total} 计算的锥形螺旋线的直流电阻,在线长较短时,由于电阻值非常小,存在的绕制误差和测量误差,使得计算误差在 -10% 左右. 忽略 1#、2#两个较短的锥形螺旋线电感,其余锥形螺旋线电感的直流电阻误差可以在 6.5% 以内,说明该方法有效,可以用于设计初期对模型直流电阻的预测.

表 2 直流电阻计算测试对比

编号	L_{total} (mm)	L_{total} 公式 R_{DC} (Ω)	实测 R_{DC} (Ω)	误差
1	12.39	0.26	0.29	-10.34%
2	32.95	0.68	0.75	-9.33%
3	77.24	1.61	1.59	1.26%
4	342.38	7.12	6.71	6.11%
5	96.02	2.00	1.92	4.17%
6	172.83	3.59	3.40	5.59%

4 螺旋电感建模分析

经典理论^[9]认为电感做为感性元件使用时要远低于电感自谐振,如果超过其自谐振频率电感呈容性,电感可用于远小于谐振频率的感性区域,如图 3 中区域 I 所示. 通过电感等效模型可以看出,在远低于电感自谐振频率时,呈感性且电感量变化不大,随着频率升高,电感到达谐振频率,而后电感将呈容性,不能再作为电感使用. 但是经典理论不能解释锥形电感的特性及上小节中测试结果的一些现象,如:锥形螺旋电感在谐振频率处 S 参数无明显变化;在较宽的带宽内能够获得

良好的微波性能等.

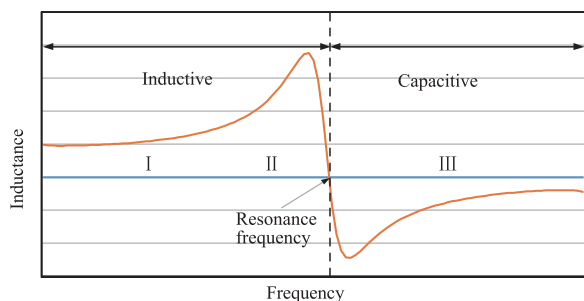


图3 经典电感谐振特性

本文提出一种螺旋电感等效模型,如图4所示,模型将锥形空心电感每圈作为一个单元进行分析,模型中 L_m 是每圈电感值, R_m 是每圈的直流电阻, Cf_m 是线圈自身的电容, C_{m1} 和 C_{m2} 分别是每圈对地电容, Cp_m 是第 m

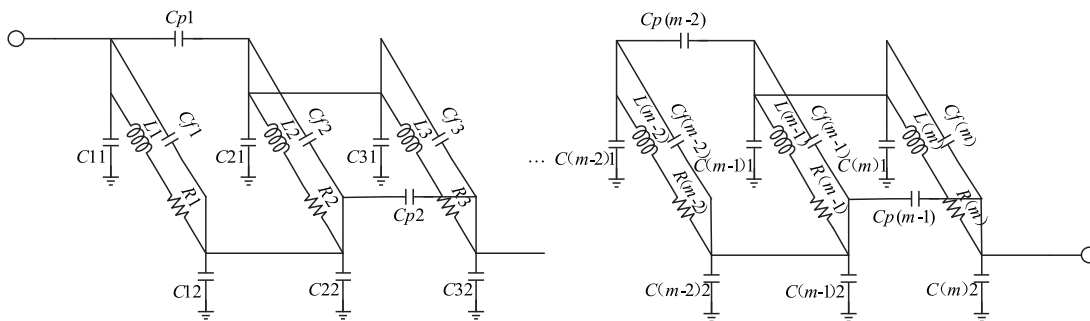


图4 锥形螺旋电感等效模型

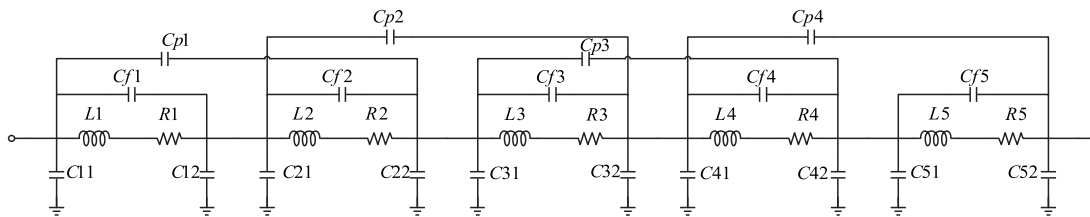


图5 锥形螺旋电感简化等效模型

对如图5所示简化后模型进行分析,该结构为不对称低通滤波器模型.其中,每5圈可以等效为一个谐振结构,其电感、等效电容、电阻、寄生电容等与机械尺寸密切相关,且呈逐次增大趋势.整体模型与普通低通滤波器也有很大区别,该模型中随着 L_m 和 Cf_m 的增加,每个谐振结构的谐振频率逐渐降低,初级结构和末级结构对谐振频率的影响较大.

通过该低通滤波器模型可以直观解释,当低通滤波器的截止频率足够高时,可以覆盖电感谐振频率.当锥形电感初圈半径较小,总圈数不大时,模型的截止频率会较高,通过适当的调整滤波器模型参数,可以使锥形空心电感在很宽的带宽内良好的微波特性;当加载磁芯时,磁通量的增大会使锥形螺旋电感较空心锥形螺旋电感有更大的感值,单位长度电感量显著上升,由

圈与 $m+1$ 圈之间感应电容.

根据小环电感经验公式,计算出每圈电感和电容参数,代入模型构成锥形空心电感整体模型.由于,小环经验公式计算电感和电容存在误差,圈间电容仅计算了相邻两圈的电容,舍去间隔两圈以上的感应电容,在圈数较多(>30 圈)或末圈直径较大时,计算误差会明显增大.在此基础上累加构成整体模型会存在更大误差.

因此,本文对初始模型进行了进一步的改进,基本等效原理不变,将每5圈划分为一组,计算每组的等效参数,可以将圈间电容、小环电感等误差降低.以25圈电感模型为例,实际计算中,需要将锥形螺旋电感分为5组,即 $m=n/5$.假设电感距离地平面无限大,简化后模型如图5所示.

于磁芯的加入使线圈的寄生电容降低,因此,有更低截止频率和更高的使用频率.锥形电感磁性材料加载可以作为优化使用锥形电感的一种方法.

由于不同频段的频率响应不同,在频率低端时,锥形空心电感整体呈感性,等效为低通滤波器,在频率高端时,虽然锥形空心电感整体呈容性,但仍可以等效为滤波器分析.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 f \pi}} \quad (7)$$

其中, ρ 为电阻率, μ_0 为真空磁导率, f 为工作频率.

如式(7)所示,实际模型中,由于趋肤深度随频率增加而降低^[10],使高频端电磁波传输等效面积下降,等效电阻增加.

由直流电阻公式 $R_{DC} = \rho * L_{total} / s$ 和式(6)可知,减小

绕制材料线径或使用高电阻率绕制材料均可使其直流电阻增大,尖端电阻增大幅度小于末端增大幅度.电阻增大导致每组谐振频率均有降低,仅考虑直流电阻影响,高频端谐振频率降低幅度大于低频段降低幅度,直流电阻影响趋势与实际等效电阻影响趋势相同.因此,在简化模型计算时,可使用直流电阻代替等效电阻进行估算.

以表 1 中 2#模型参数为基础,计算该模型具体数值.同时在三维电磁场仿真软件 HFSS 中建模仿真,数值计算模型与仿真模型对比结果,如图 6 所示.

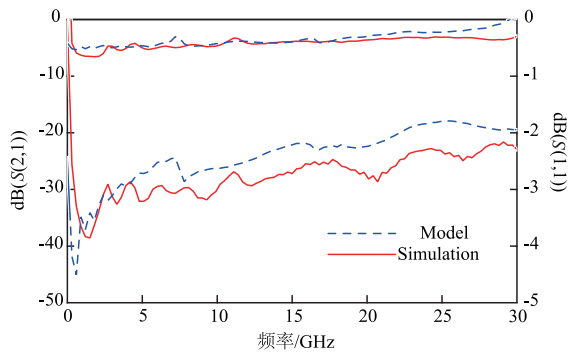


图6 电感三维电磁场仿真与模型拟合结果
(2#绕制参数 $r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=25$)

模型按照 5 圈为一组分别进行计算,再进行综合,同时忽略了电阻对频率高端的影响.因此,模型近似计算中电感整体谐振频点较全波仿真少,随频率增加误差逐渐增大,但近似计算与全波仿真仍能随频率变化保持相同的变化趋势.

5 绕制参数影响

当改变电感绕制参数时,锥形电感特性发生较大变化.以表 1 中 2#电感为基础原型,在其基础上对绕制参数进行调整,得到以 2#为基础参数的 6 个电感模型,分为三组.其中第一组(2-1、2-2)为改变绕制圈数;第二组(2-3、2-4)为改变绕制起始半径;第三组(2-5、2-6)为改变锥度大小,表中 RCPT 为每圈半径改变量.具体计算结果如表 3、图 7、图 8、图 9 所示.

通过图 8 和图 9 可以看出,当增大绕制圈数、增大绕制起始半径、增大绕制锥度时,总电感量增加,单位长度电感量增加,谐振频率下降;增大绕制起始半径、增大绕制锥度使高端截止频率显著降低,低端截止频率降低.在实际使用过程中可以通过调整绕制参数,优化电感特性.

表 3 改变绕制参数特性对比

编号	锥形螺旋线绕制参数	RCPT	电感值(nH)	谐振频率(GHz)	S 参数第一谐振点(GHz)	$\alpha = L/L_{total}$	β
Base	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=25$	0.01	79.7	3.8	11.8	2.4	--
2-1	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=35$	0.01	162.1	2.2	7.0	2.7	-17.2
2-2	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=45$	0.01	303.0	1.4	4.5	3.3	-30.6
2-3	$r=0.2, R=0.31, l=1.28, N=25$	0.01	153.0	2.3	7.4	3.0	-16.7
2-4	$r=0.3, R=0.31, l=1.28, N=25$	0.01	259.2	1.5	5.3	3.9	-27.6
2-5	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=25$	0.015	132.4	2.4	8.2	2.9	-14.6
2-6	$r=0.1, R=0.31, l=1.28, N=25$	0.02	204.3	1.7	6.2	3.7	-22.3

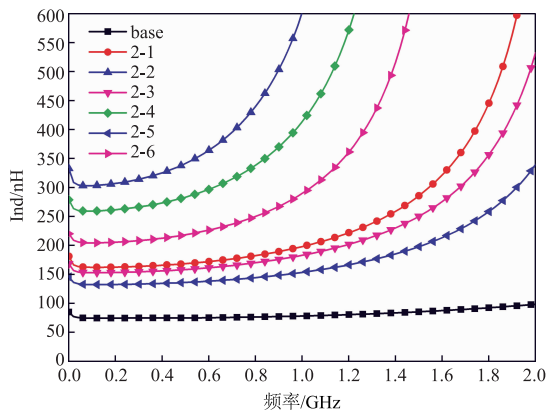


图7 不同绕制参数电感值

对不同绕制参数的电感性能进行分析,引入单位长度电感量参数 α 和电感量相对频率归一化参数 β .

其中, α 表征单位电感总长度的电感量,单位为 nH/mm.

$$\alpha = L/L_{total} \quad (8)$$

L 为电感量, L_{total} 为电感总长度.

当增大绕制圈数、增大初始圈半径、增大锥度,单位长度电感系数均增高(如表 3 所示).其中,增大圈数变化最明显,增大初始圈半径影响最弱;增大初始圈半径 α 变化最大,增大圈数 α 变化最小.以上参数增加时,随 α 值降低,频率谐振点减少,高频性能均会有所降低(如图 8、图 9 所示).

β 表征以原始模型(表 1 中 1#,表 3 中 Base)为基准,当调整模型中参数后,两个模型相对截止频率变化对应电感量的变化值,即截止频率每增加(减少)单位频率电感值增加(减少)量,单位为 nH/GHz.

$$\beta = (L_1 - L_0)/(F_1 - F_0) \quad (9)$$

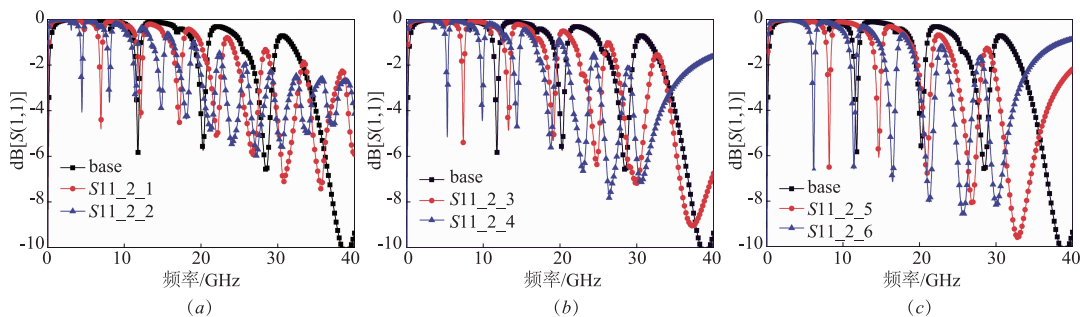


图8 不同绕制参数电感S11 (a) 不同绕制圈数; (b) 不同绕制起始半径; (c) 不同锥度

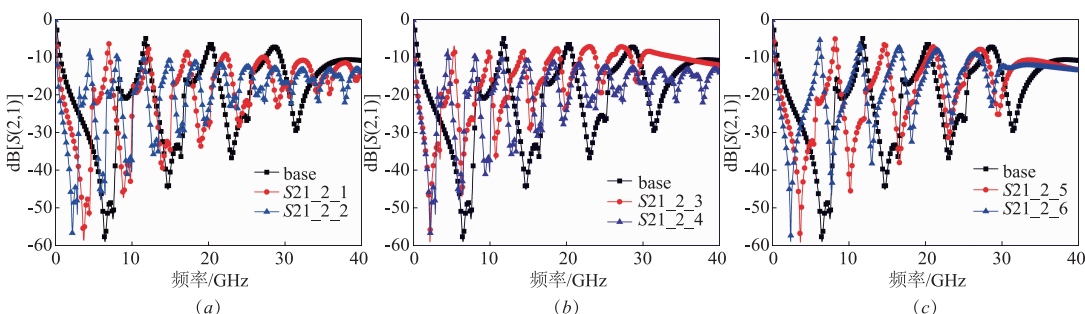


图9 不同绕制参数电感S21 (a) 不同绕制圈数; (b) 不同绕制起始半径; (c) 不同锥度

当 β 为正值时说明模型整体性能提升,截止频率升高同时电感量增大;当 β 为负值时说明电感性能需要在截止频率与电感量之间进行折中考虑。

当增大绕制圈数、增大初始圈半径、增大锥度,电感量相对频率归一化参数 β 均降低,即 β 为负值,说明以上参数增加时,高频性能恶化。其中,改变锥度对高频性能影响最小,增加圈数对高频性能影响最大。

通过表1和表3中单位长度电感量参数 α 和归一化参数 β 的对比,可知要获得宽带使用的锥形电感,需要在电感绝对感值与初始圈半径、锥度、圈数之间进行折中考虑。其绝对感值增大后其整体有效长度 L_{total} 会增加导致末圈直径增大,电感尾部寄生电容增大,抑制其低通截止频率,整体使用频率也会降低;其绝对感值太小宽带特性优化,尤其高频截止频率会显著升高,但宽带内抑制特性变差。

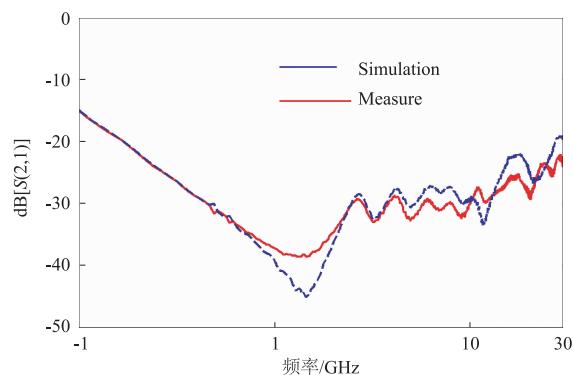
6 微波参数测量

使用Rogers公司4003系列介质基片制作不同功能测试夹具(如图10所示)。使用是德科技(Keysight)公司矢量网络分析仪N5227A对加工的电感进行测试。

对锥形电感的一些参数进行优化后,锥形电感在较宽的频带内可以获得较好的性能,在200MHz~30GHz频带内,在电感端口形成较强的驻波,反射系数接近0dB、双端口插入损耗较大,全频带传输系数优于-15dB,对宽带微波抑制效果明显,如图11所示,双端口传输系数在200MHz~30GHz频带内, $S_{21} < -20$ dB;



图10 加工测试实物图 (a) 电感双端口参数测试; (b) 电感旁路特性测试

图11 电感S21特性 (3#绕制参数 $r=0.1, R=0.45, l=2.16, N=45$)

特别是在500MHz~10GHz频带内, $S_{21} < -30$ dB。

模型仿真与实物测试对比,在低频段模型仿真与测量结果拟合较好,高频段受装配误差等因素影响与模型仿真数据有一定误差,但总体变化趋势基本保持一致。

7 结论

本文对锥形空心螺旋电感进行了详细的分析、研

究,对绕制实物进行了测试.对锥形螺旋电感感值、螺旋电感长度、直流电阻的计算方法进行了定量研究,给出了精确计算公式,使用本文给出的公式,电感值误差在 10.2% 以内,直流电阻误差在 6.5% 以内.使用在锥形螺旋电感微波特性定性研究中提出的等效模型进行拟合计算,该结果与实测曲线有较好的一致性,利用该模型也可对锥形螺旋电感的宽带特性进行直观解释.绕制参数与电感性能的影响进行分析中,引入单位长度电感量参数 α 和电感量-频率参数 β ,使用这些参数,对超宽带锥形电感进行调整更加直观,设计更高效.

参考文献

- [1] Winslow T A. Conical inductors for broadband applications [J]. Microwave Magazine IEEE, 2005, 6(1): 68 - 72.
- [2] Bahl I. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers [M]. New Jersey: Wiley-Interscience, 2009. 136 - 147.
- [3] Patel H, Morales H, Dunleavy L, et al. Conical inductor modeling using equivalent circuit technique [A]. 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference [C]. Cocoa Beach: WAMICON IEEE, 2015. 1 - 5.
- [4] Linhart R, Georgiev V, Kopal J. Broadband bias networks for pulse signal RF amplifiers [A]. 2015 International Conference on Applied Electronics [C]. India: AE IEEE, 2015. 153 - 156.
- [5] Nagaoka H. The Inductance coefficients of solenoids [J]. Journal of the College of Science Imperial University of Tokyo Japan, 1909, 27: 1 - 33.
- [6] Wheeler H A. Simple inductance formulas for radio coils [J]. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1928, 16(10): 1398 - 1400.
- [7] Lee T H. The design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits [M]. Cambridge University Press, 2003.
- [8] 李仲茂. 几种螺旋曲线的长度计算公式 [J]. 矿山机械, 1980(1): 75 - 81.
- [9] Bahl I J. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits [M]. London Artech House, 2003. 137 - 159.
- [10] Razavi B. RF Microelectronics [M]. Pearson Education, 2012.

作者简介



李仲茂(通信作者) 男,1984 年出生,河北石家庄人.中国科学院微电子研究所助理研究员.研究方向为微波毫米波集成电路与微波毫米波通信系统.

E-mail: lizhongmao@ime.ac.cn



井永成 男,1992 年生于陕西延安,中国科学院微电子研究所研究生.研究方向为无线通信射频微波组件和通信系统算法.

E-mail: jingyongcheng@ime.ac.cn

成静文 女,1993 年生于北京,美国南卫理公会大学获理学硕士学位,中国科学院微电子研究所研究实习员.研究方向为微波毫米波通信系统与通信系统数字信号处理.

付稳 男,1995 年,河南汝南人,中国科学院大学微电子学院研究生,研究方向为微波集成电路与微波无源器件.