第四章 无源元件

- 4.1 趋肤效应
- 4.2 分立无源元件
- 4.3 集成无源元件
- 4.4 有源电感

该课件内容主要来自于《射频电路设计-理论与应用》、《射频集成电路与系统》等书籍及互联网相关课程讲义。

引言

- **射频电路的集成工艺：**
  - 能否提供高频性能优良的晶体管；
  - 能否提供高品质的无源元件。
- **集成无源元件：**
  - 占用面积较大，代价昂贵。并且要兼顾整体性能，集成无源元件的品质常数。
  - 随着工艺的发展，无源元件逐步成为电路集成的瓶颈。工艺的改进，在一定程度上缓解了该问题。例如CMOS工艺，目前有混合信号/射频CMOS工艺(Mixed-Signal/RF CMOS)，它们与传统CMOS工艺的主要区别在于提供了顶层厚金属，用于实现较高品质的无源元件，同时提供RF MOSFET。
  - **集成无源元件的选择依据：**成本（占用面积小）、品质因数、工作频率、寄生参数、容差（Tolerance）、匹配（Matching）、稳定性（温度系数）、线性度（是否随电压变化）等。

4.1 趋肤效应

- **电流分布**
  - 直流电流：对于直流电流来说，导线的全部横截面都用来传输电流，电流均匀分布于整个横截面，直流电流密度可以表示为

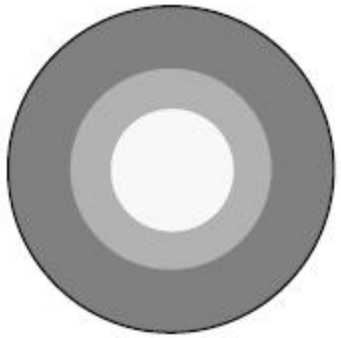
$$J_{z0} = \frac{I}{\pi a^2}$$

  - 其中I为直流电流，a为导线半径。
  - 对一个半径为a，长度为l，电导率为σ的圆柱形导体，其直流电阻为

$$R_{dc} = \frac{l}{\pi a^2 \sigma}$$

趋肤效应

- **交流电流**
  - 在交流状态下，由于交流电流会产生磁场，根据法拉第电磁感应定律，此磁场又会产生电场，此电场的感生电流密度的方向将与原始电流相反。对于圆形导线，这种效应在导线的中心部位最强，造成中心部位的电阻增加，因而电流将趋向于导体的外表面，并且随着频率的增加，上述效应越来越强。这种**随着频率的增加，电流趋向于导体表面的效应称为“趋肤效应”**。
  - 在高频条件下**($f \geq 500MHz$)**，圆柱形导体的归一化电阻和电抗可以表示为

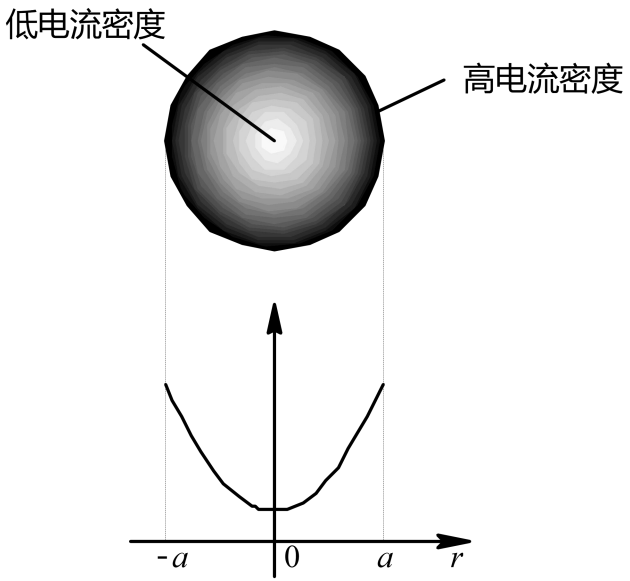


$$\frac{R}{R_{dc}} \approx \frac{a}{2\delta}$$
$$\frac{\omega L}{R_{dc}} \approx \frac{a}{2\delta}$$

条件：$\delta \ll a$

趋肤效应

- **趋肤深度** $\delta = (\pi f u \sigma)^{-\frac{1}{2}}$
  - μ为磁导率，σ为电导率
  - $\delta_{铜}(1GHz) = 2\mu m;\ \delta_{铝}(1GHz) = 2.5\mu m$
  - δ的物理意义：表示电流密度降低到表面值的$e^{-1}(37\%)$时的深度。
  - δ趋肤深度反比于频率的平方根
  - 低频时趋肤深度较大，随着频率的增加迅速减小。

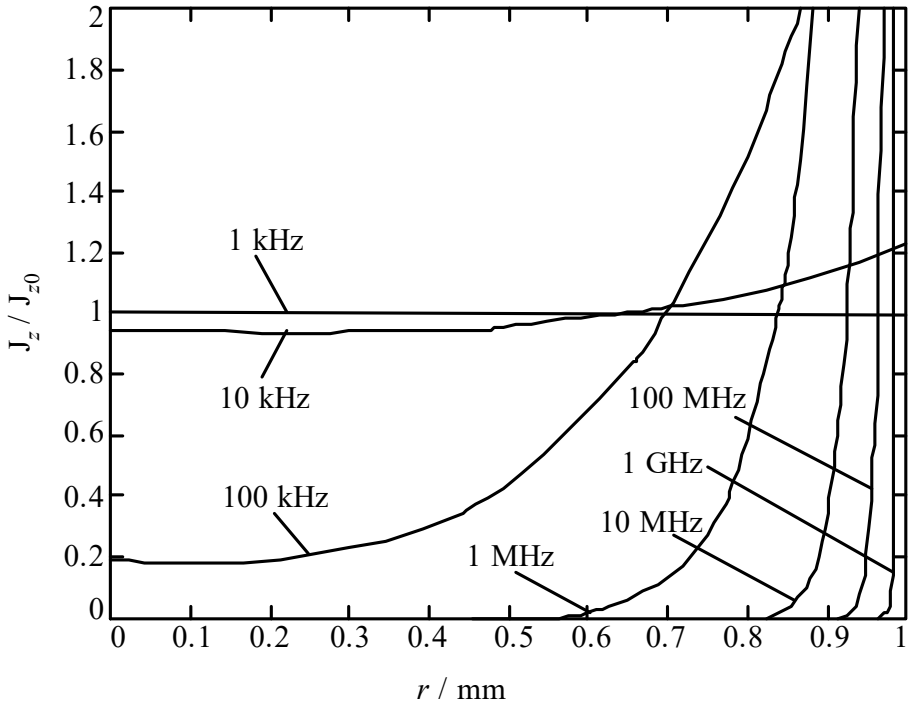


交流状态下铜导线横截面电流密度对直流的归一化值

交流状态下轴向的电流密度：

$$J_z = \frac{pI}{2\pi a} \bullet \frac{J_0(pr)}{J_1(pa)}$$

式中，$p^2 = -j\omega\mu\sigma$，$J_0(pr)$和$J_1(pa)$分别为0阶和1阶贝塞尔函数，I是导线中的总电流。



半径a=1mm的铜导线在不同频率下的J_z/J_{z0}相对于r的曲线

在射频情况下，趋肤效应比较严重，电流仅在表面流动，而不能深入导体中心。

4.2.1 金属导线

- ✓ **直流和低频频段：** 金属导线是一根连接线, 不存在电阻、电感和电容等寄生参数。
- ✓ **射频/微波范围：** 金属导线不仅具有自身的电阻和电感或电容, 而且还是频率的函数。
- ✓ **金属导线的在射频情况下寄生电感：**

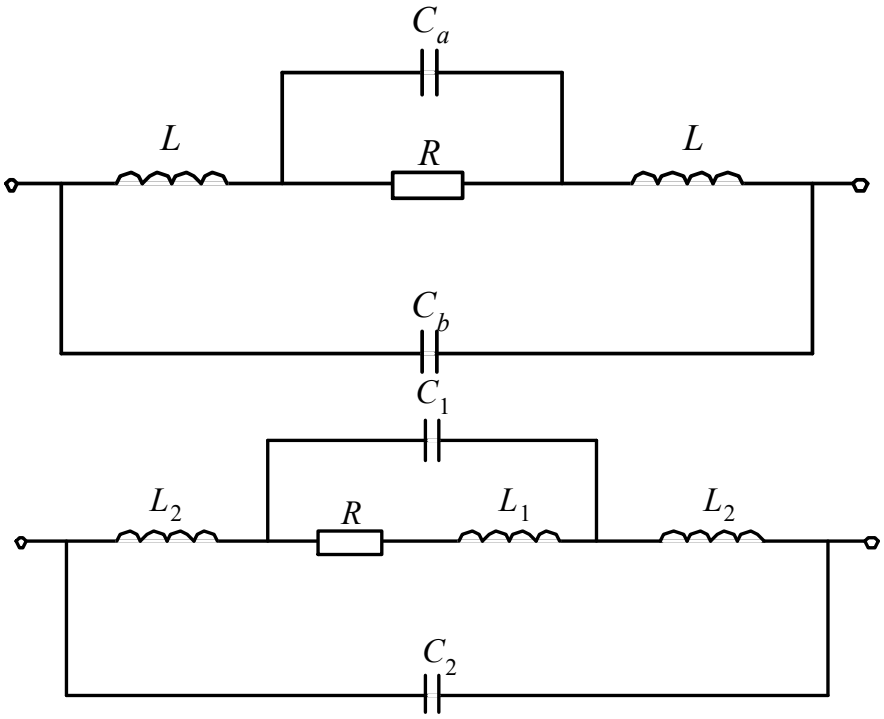
直径为d和长度为l（um）的导线在自由空间的电感L（nH）的计算公式：

$$L = 2 \times 10^{-4}[\ln(\frac{2l}{d} + \sqrt{1 + (\frac{2l}{d})^2}) + \frac{d}{2l} - \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2} + C]$$

$$C = 0.25\tanh\frac{4\delta}{d} \qquad \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma f\mu_0}}$$

4.2.2 高频电阻

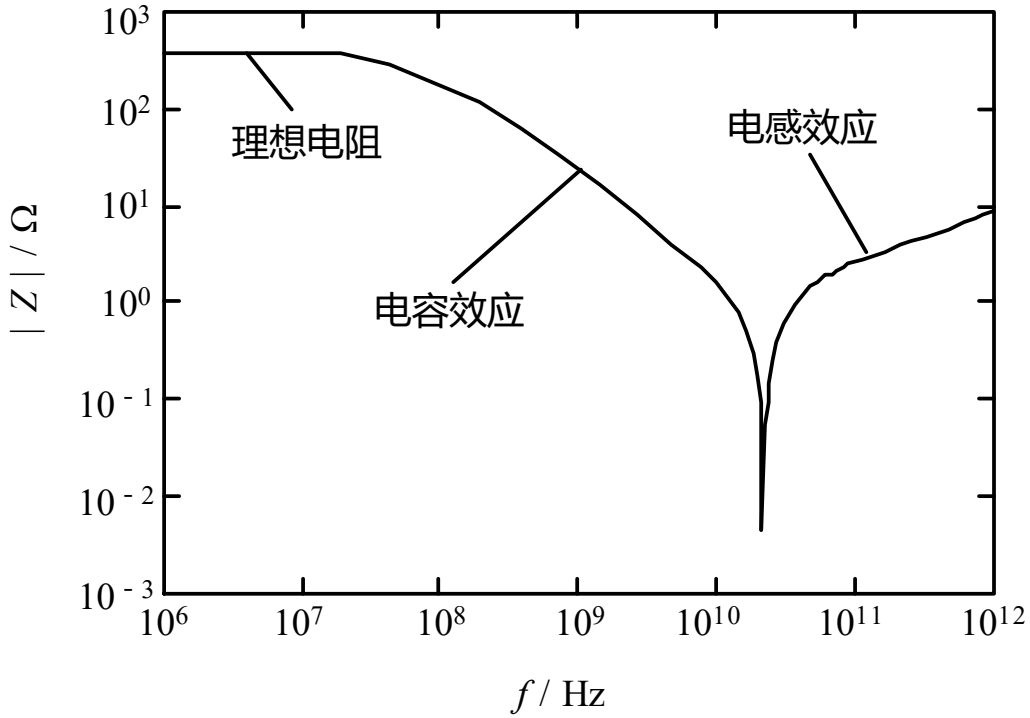
- 射频应用时，电阻的等效电路比较复杂，不仅具有阻值，还会有引线电感和线间寄生电容，其性质将不再是纯电阻，而是“阻”与“抗”兼有。
- 碳质电阻、金属膜电阻、线绕电阻、薄膜片状电阻。



金属膜电阻：
Ca表示电荷分离效应，也就是电阻引脚的极板间等效电容；
C_b表示引线间电容；
L为引线电感。

线绕电阻：
线绕部分造成的电感量L_1；
绕线间的电容C_1；
引线间电容C_b与内部的绕线电容相比一般较小，可以忽略。

以500Ω金属膜电阻为例(等效电路见图2-4)，设两端的引线长度各为$2.5cm$，引线半径为$0.2032mm$，材料为铜，已知C_a为$5pF$，上图等效电路的总阻抗对频率的变化曲线，如下图所示。



电阻的阻抗绝对值与频率的关系

4.2.2 高频电容

- 在低频率下，电容器一般都可以看成是平行板结构，其极板的尺寸要远大于极板间距离，电容量定义为

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d}$$

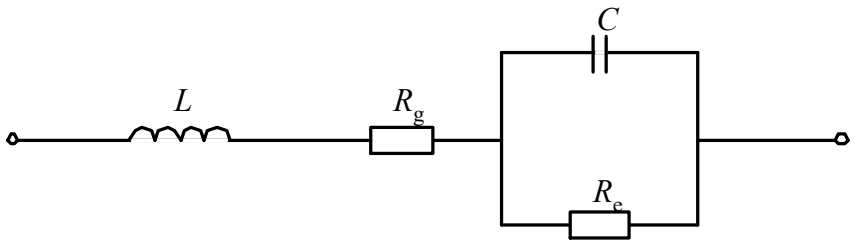
- **在射频/微波频率下：**
  - 实际的介质并非理想介质，故在介质内部存在传导电流，也就存在传导电流引起的损耗；
  - 介质中的带电粒子具有一定的质量和惯性，在电磁场的作用下，很难随之同步振荡，在时间上有滞后现象，也会引起对能量的损耗。

- 电容的阻抗：电容的阻抗由电导*Ge* 和电纳*C*并联组成

$$Z = \frac{1}{G_e + j\omega C} \qquad \text{其中} \qquad G_e = \sigma A / d \quad R_e = 1/G_e$$

串联损耗角的正切定义为 $\tan\Delta_s = \omega\varepsilon/\sigma$ σ是介质的电导率

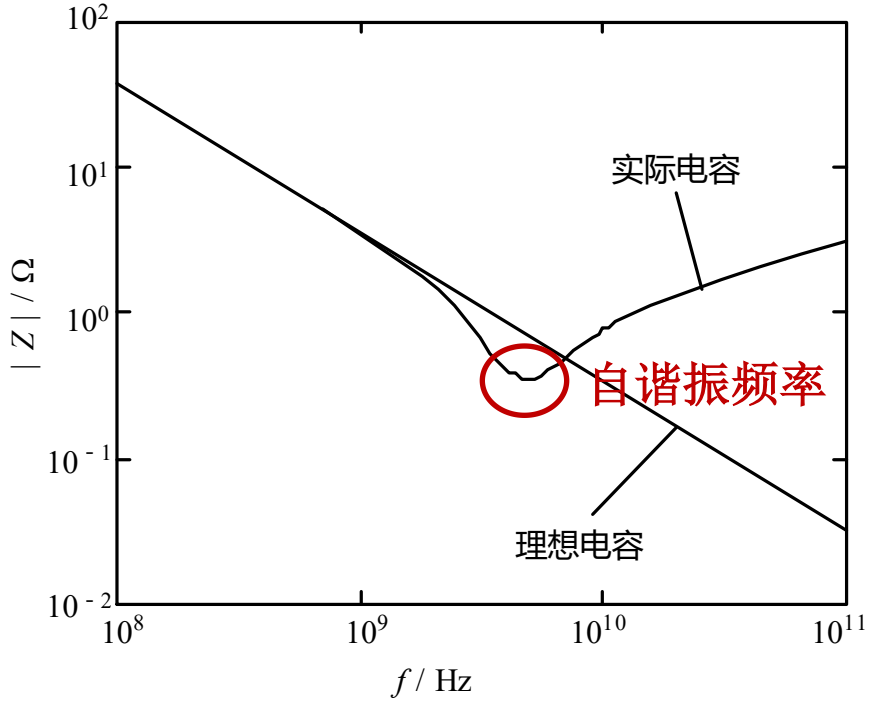
$$G_e = \frac{\sigma A}{d} = \frac{\omega\varepsilon A}{d\tan\Delta_s} = \frac{\omega C}{\tan\Delta_s}$$



射频电容的等效电路

在射频/微波应用中，要考虑引线电感L以及引线导体损耗的串联电阻R_s和介质损耗电阻R_e。

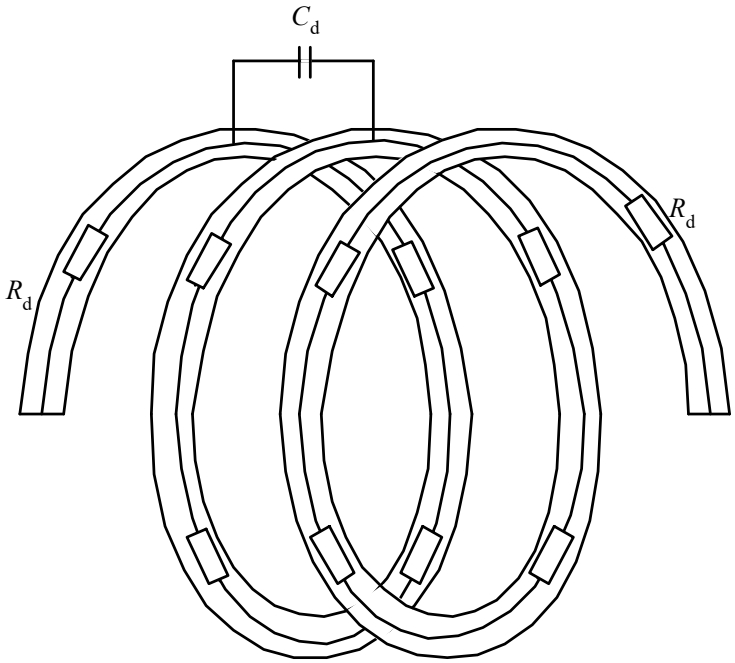
一个47pF 的电容器,假设其极板间填充介质为Al_2O_3,损耗角正切为10^{-4}（假定与频率无关）,引线长度为1.25cm,半径为0.2032mm，其等效电路的频率响应曲线如图所示：



电容阻抗的绝对值与频率的关系

4.2.3 高频电感

- 常用的电感器一般是线圈结构，在高频率下也称为高频扼流圈。它的结构一般是用直导线沿柱状结构缠绕而成。
- 主要作用：偏置网络、谐振电路和匹配网络等。

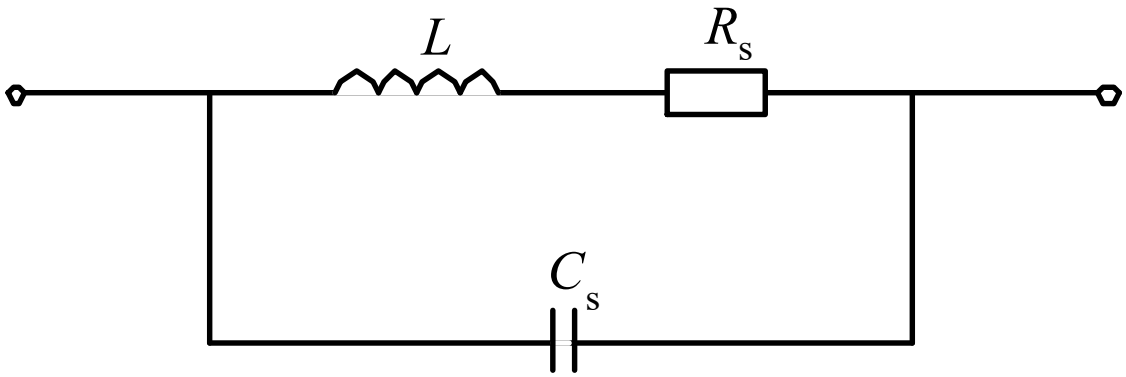


在电感线圈中的分布电容和串联电阻

导线的缠绕构成电感的主要部分,而导线本身的电感可以忽略不计，细长螺线管的电感量为

$$L = \frac{\pi r^2 \mu_0 N^2}{l}$$

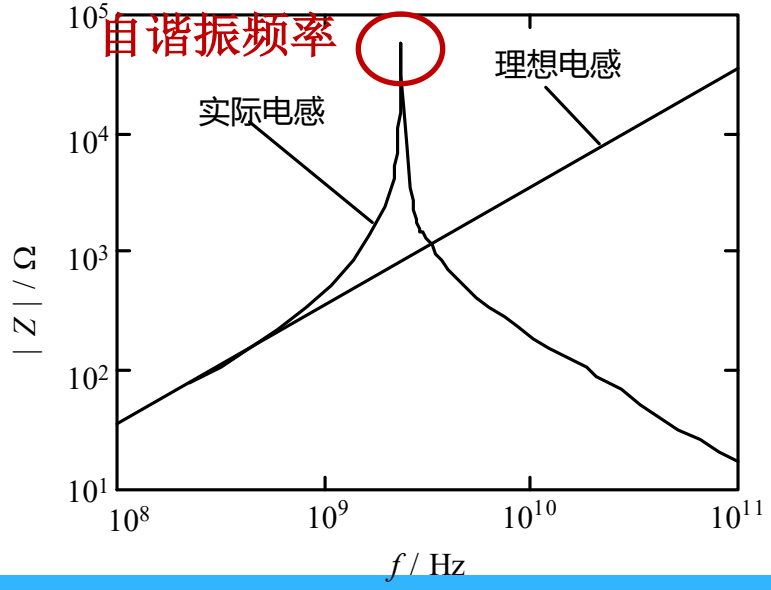
r为螺线管半径，N为圈数，l为螺线管长度。在考虑了寄生旁路电容C_s以及引线导体损耗的串联电阻R_s后，电感的等效电路图如图所示。



高频电感的等效电路

一个N=3.5的铜电感线圈,线圈半径为1.27 mm,线圈长度为1.27 mm,导线半径为63.5μm。可求出其电感部分为 L=61.4nH。其电容C_s可以看做平板电容产生的电容，极板间距离假设为两圈螺线间距离$d=l/N=3.6\times10^{-4}$mm，极板面积$A=2al_{wire}=2a(2\pi rN)$，可求得$C_s=0.087$pF。导线的自身阻抗求得0.034Ω。

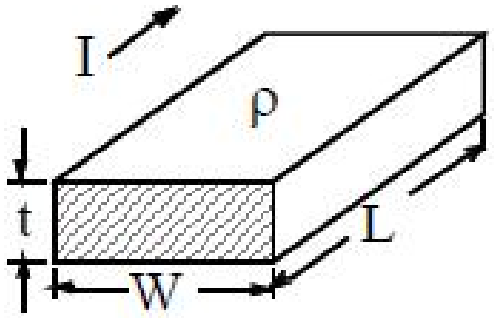
则等效电路对应的阻抗频率特性曲线如图所示。



4.3.1 集成无源元件—电阻

- **电阻计算公式**

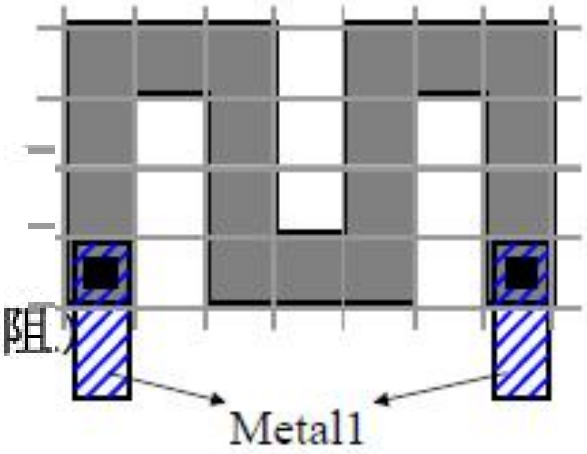
$$R = \rho\frac{L}{S} = \rho\frac{L}{tW} = \frac{\rho}{t}\frac{L}{W} = R_{\square}\frac{L}{W}$$



其中 $R_{\square} = \rho / t$ 定义为方块电阻(Sheet Resistance)， ρ 为电阻率

- **S型电阻的估算**

  - 每个方块电阻值为 $R_{\square}$
  - 转角处方块约为 0.5-0.56 $R_{\square}$
  - 含有接触孔的方块电阻(不含接触孔电阻)约为 0.14 $R_{\square}$



$$\therefore R = (4\times 2 + 3\times 1 + 6\times 0.56 + 2\times 0.14)R_{\square} = 14.6R_{\square}$$

- 电阻的温度系数 $$TCR = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT}$$

  ☆ 一阶电阻-温度函数 $R(T) = R_{T0}[1 + TCR(T - T_0)]$ T_0通常取27℃

  ☆ 若有两个相同材料的电阻

  $R_1(T) = R_{1,T0}[1 + TCR(T - T_0)]$ $R_2(T) = R_{2,T0}[1 + TCR(T - T_0)]$

  则两个电阻的比值为 $R_1(T) / R_2(T) = R_{1,T0} / R_{2,T0}$

  ☆ 结论：两个相同材料的电阻在温度 T 的比值等于在温度 T_0 的比值

- 电阻的电压系数 $$VCR = \frac{1}{R}\frac{dR}{dV}$$

  ☆ 一阶电阻-电压函数 $R(V) = R_{V0}[1 + VCR(V - V_0)]$

  ☆ N-Well电阻的电压系数大约为 200ppm/V

- 电阻相对误差 $$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta R_{\square}}{R_{\square}} \approx -\frac{\Delta W}{W}$$

对电阻的计算公式$R = R_{\square}\frac{L}{W}$求偏微分

CMOS工艺中常见的电阻材料

	Sheet Resistance	Tolerance	Temperature Coefficient
Polysilicon	20-50 Ω/sq (non-silicide) 1-5 Ω/sq (silicide)	Absolute: ±10% Matching: 2%	500-1500ppm/℃
Diffusion (silicide)	15-30 Ω/sq (N^+) 40-200 Ω/sq (P^+)	Absolute: ±2-10% Matching: 0.1-0.5%	500-1500ppm/℃
Well	1-5k Ω/sq (N-Well)	Absolute: ±30% Matching: 5%	3000 ppm/℃

MOS管电阻(MOS管工作在非饱和区)

漏极电流为 $$I_d = \mu C_{OX} \frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2\right]$$

等效电阻为 $$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \left[\mu C_{OX} \frac{W}{L}[(V_{GS} - V_{th}) - \frac{1}{2}V_{DS}]\right]^{-1}$$

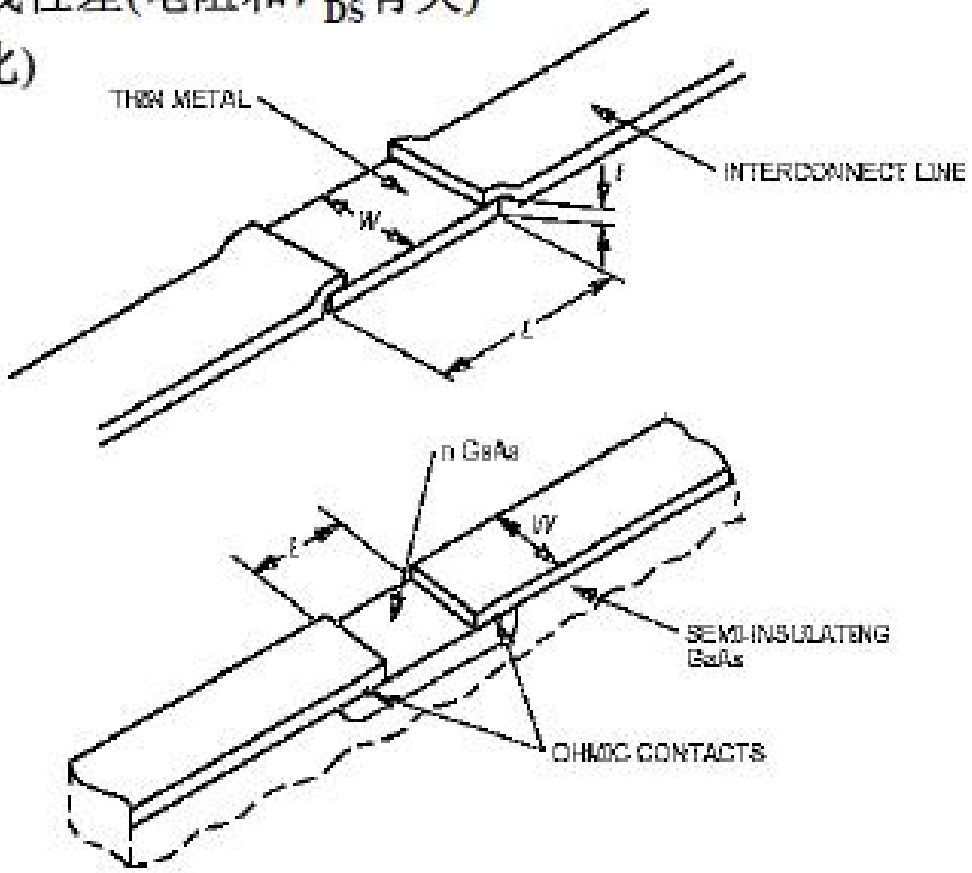
交流等效电阻为 $$r_{DS} = \frac{1}{\partial I_D / \partial V_{DS}} = \left[\mu C_{OX} \frac{W}{L}[(V_{GS} - V_{th}) - V_{DS}]\right]^{-1}$$

优点：占用面积小

缺点：容差大(电阻与μ和V_{th}有关)、线性差(电阻和V_{DS}有关)

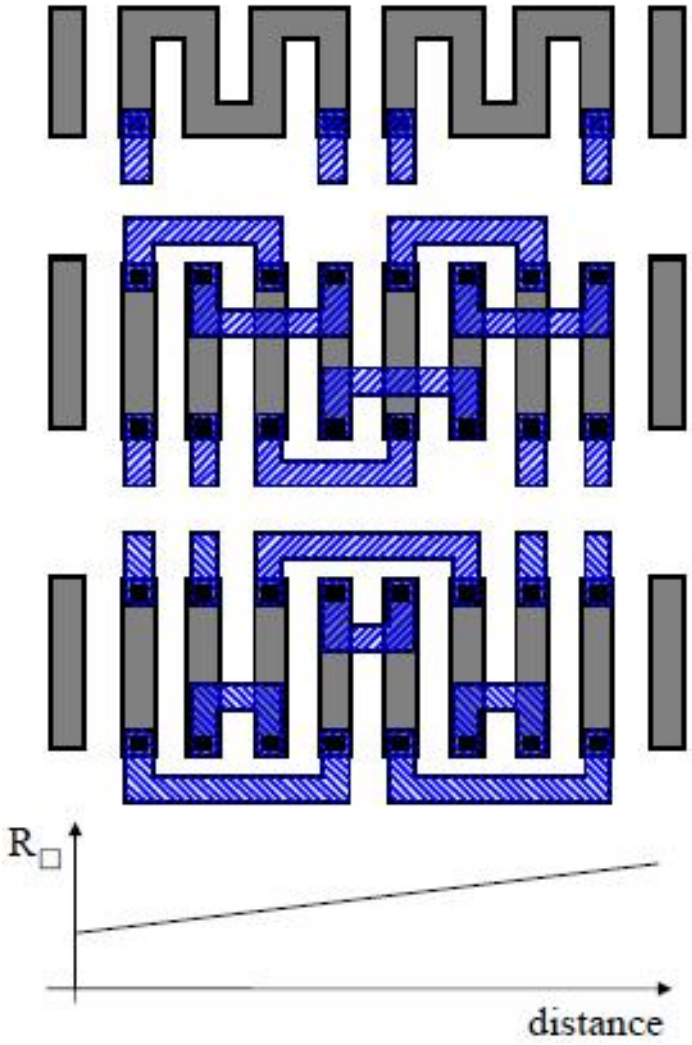
温度系数大(μ和V_{th}随温度变化)

- **砷化镓工艺中的电阻**
  - 薄膜(Thin Film)电阻
    - ☆ TaN 或 NiCr 合金
    - ☆ 高精度
    - ☆ TCR ＜±100 ppm / ℃
    - ☆ 寄生效应小
    - ☆ $R_{\square} \approx 20 - 200\ \Omega$ / sq
  - 砷化镓电阻
    - ☆ N型GaAs半导体、欧姆接触
    - ☆ TCR ＞ +1000 ppm / ℃



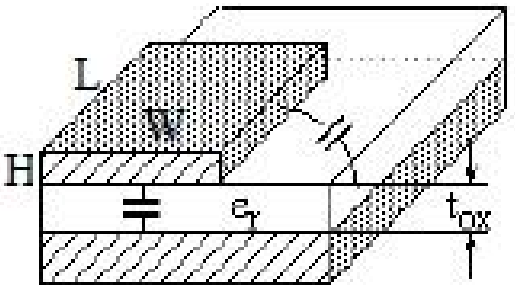
电阻的匹配

- 不匹配的原因是由集成电路工艺中的不一致性引起的，例如掩模制作中的尺寸和对齐误差，注入、扩散和刻蚀过程中的不均匀性等
- 叉指形(Interdigitized, Fingered)的结构可以提高元件之间的匹配程度
- 中心对称(Common-centeroid, symmetrical)的结构具有更好的匹配特性，但是走线比较复杂，并且可能引起寄生量的失配
- 使用 Dummy Layout 保护边缘元件



4.3.2 集成无源元件—电容

- 电容计算
  - 平板电容 $C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{t_{ox}} WL$
  - 单位面积电容 $C_{ox} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{t_{ox}} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$

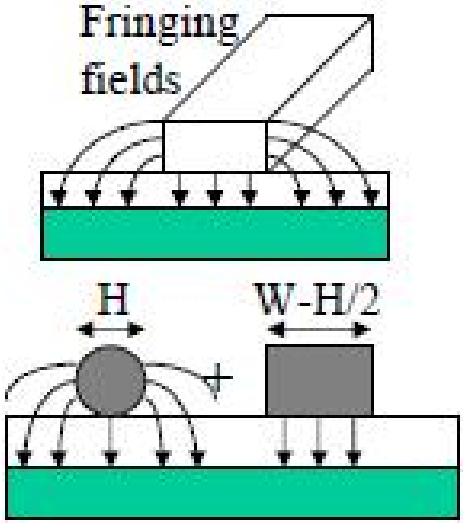


自由空间的介电常数 $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ (F/m)

二氧化硅 $\varepsilon_r = 3.9$，如果 $t_{ox} = 1\mu m$，$C_{ox} = 34.5 (aF/\mu m^2)$

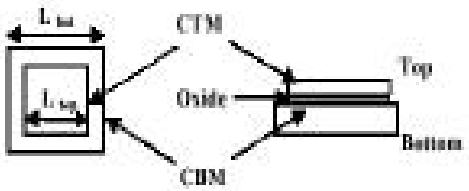
- 边缘电容(Fringing Capacitance)
  - 当互连线的W和H比较接近时，互连线的侧面和下层导体之间的电容不能被忽略
  - 互连线电容计算

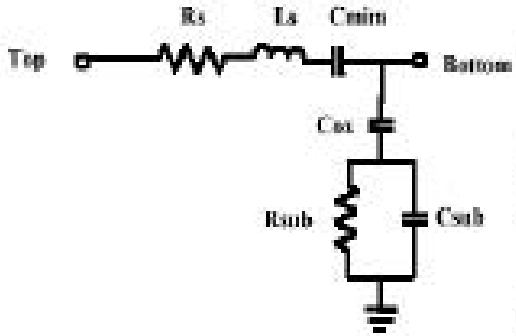
$$C_{int} = \varepsilon_{OX} L \left[\left(\frac{W}{t_{OX}} \right) + 0.77 + 1.06 \left(\frac{W}{t_{OX}} \right)^{0.25} + 1.06 \left(\frac{H}{t_{OX}} \right)^{0.5} \right]$$

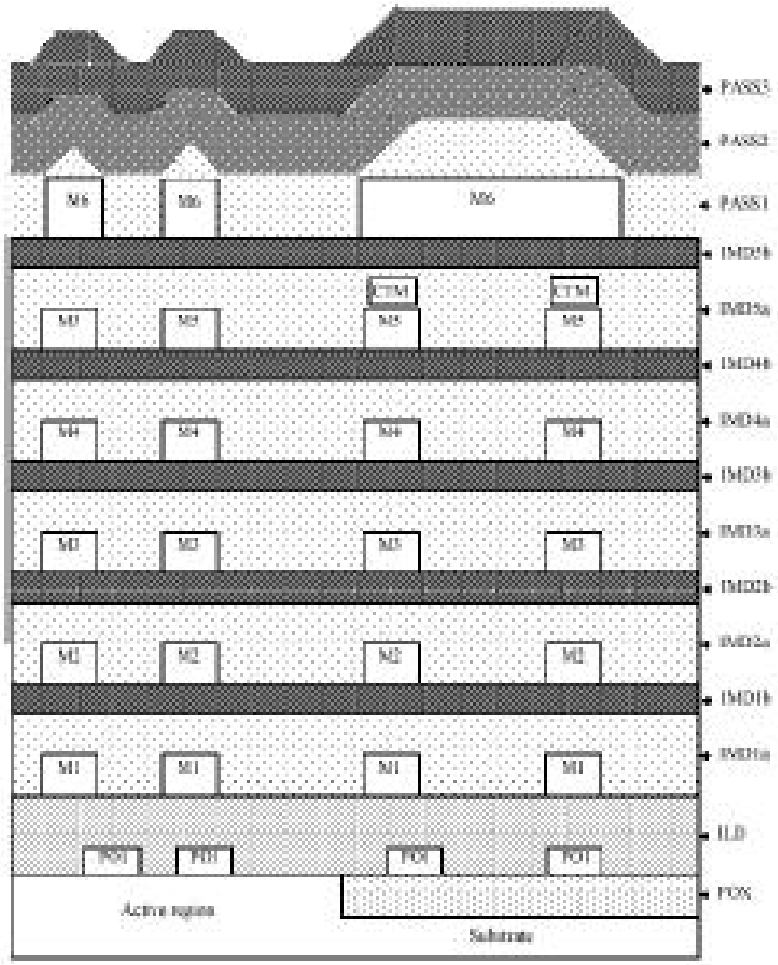


Model of fringing field capacitance

- CMOS工艺中的电容
  - 平板电容
    - 金属层叠：通常两层金属之间的电容只有30-50 aF/μm²
    - Poly-Poly：~ 0.9 fF/μm²
    - MIM (Metal-Insulator-Metal)：~1 fF/μm²
- 0.18μm CMOS 工艺中的MIM电容

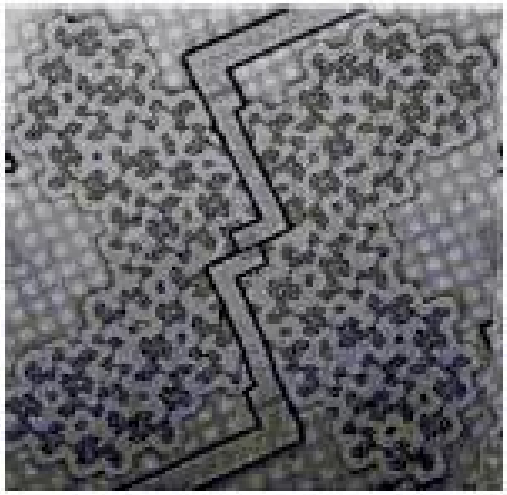






MIM电容在互连层中的位置

- 利用边缘电容(Fringing)
  - 有效地利用金属边缘(横向)的电容可以极大地增加单位面积电容值(10倍以上)
- PN结电容
- 电容相对误差



当$\Delta L = \Delta W = \delta$时

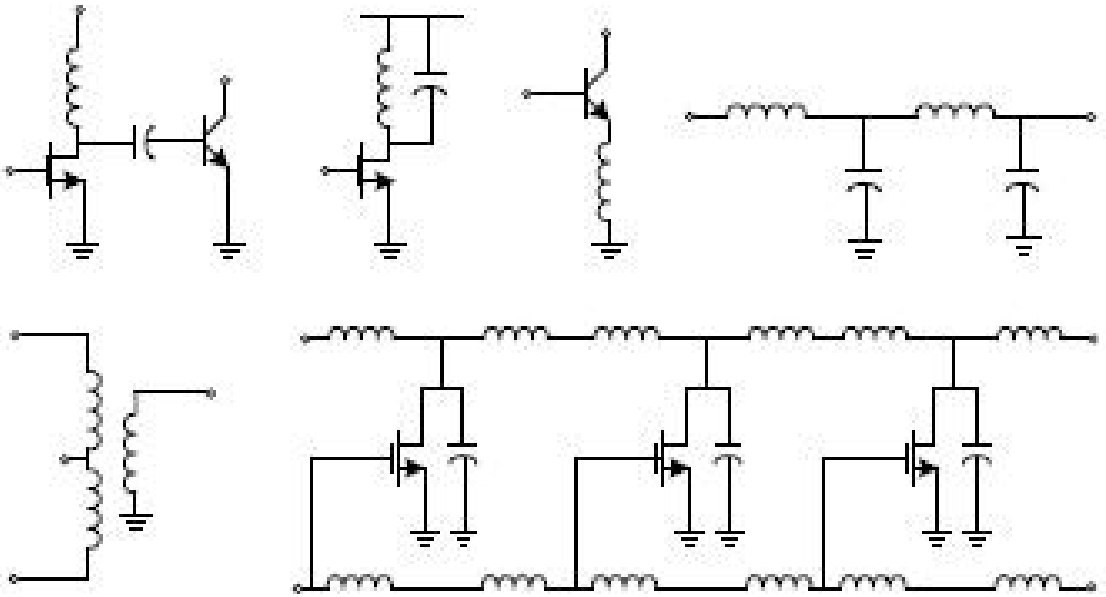
$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta W}{W} = \frac{\delta(L+W)}{LW} = \delta\frac{P}{A} \qquad \therefore \frac{\Delta C}{C} \propto \frac{P}{A}$$

其中 P=L+W为周长/2，A=W×L为面积

- 为了减小误差，应尽量减小P/A的比值，所以正方形比长方形误差小
- 为了提高匹配程度，两个电容的P/A比值应该相同

4.3.3 集成无源元件—电感

- 电感在电路中的应用
  - 阻抗转换
  - 谐振电路
  - 反馈
  - 直流偏置
  - 滤波
  - 单双端转换
  - 分布式放大器



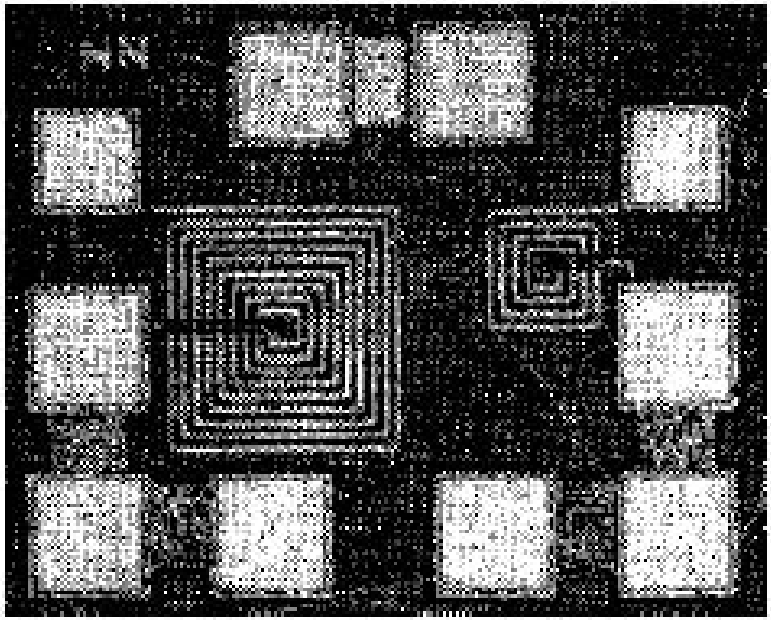
- 集成电感的可能性
  - 低频：L大，集成电感不现实，用分立元件实现
  - 高频：L小，占用芯片面积较小，可以集成；分立元件电感精度难以控制，而集成电感容易控制
  - 现代IC工艺中金属层不断增加，电感质量有可能同步提高
  - 工艺类型对电感的性能有很大影响

工艺对电感性能的影响

- 在传统的集成电路工艺中，电感不是一个标准元件，因此在工艺的描述文件中通常只能找到晶体管、电阻、电容的参数
- 当前的硅工艺(Bipolar, CMOS, BiCMOS)已经能够提供高频性能良好、胜任数GHz (low-gigaherz)频段工作的晶体管，但是却难以提供高品质因数的电抗元件，主要原因之一在于高参杂的硅衬底引起高频损耗
- 由于寄生参数多、高频分析复杂，长期以来在片电感的设计一直缺乏精确的模型和高效的辅助设计工具
- 砷化镓(GaAs)工艺的情况要好得多，其“半绝缘”的衬底和空气桥(Air-Bridge)技术大大降低了衬底引起的损耗
- 随着硅工艺和硅工艺射频集成电路的发展，情况正在得到改善
  - 在CMOS中改用低参杂(电阻率约15Ω-cm)衬底结合双阱或三阱工艺
  - 提供较厚的顶层金属用于电感的制作或高速互联，并提供相应的模型
  - MEMS

螺旋电感

- 平面螺旋电感很早就用于PCB、陶瓷等介质上，八十年代末开始在砷化镓芯片上得到广泛应用。
- 在硅片上的第一次成功尝试从文献报道来看是UC Berkeley R. G. Meyer教授的研究小组在1989年完成的。



	L	$f_{resonant}$	Q
大电感	9.7 nH	2.47 GHz	3@0.9 GHz
小电感	1.9 nH	9.7 GHz	8@4.1 GHz

螺旋电感值的计算

1. 早在七十年代，H. M. Greenhouse就给出了很精确的平面矩形螺旋电感直流电感量的计算公式，总电感被表示成组成矩形螺旋的各段(Segment)导体自电感与段间互电感之和。如果一个矩形电感由N圈4N个金属段组成，那么总共要计算4N个自感值，2N(N-1)个正互感值和$2N^2$个负互感值

– 自感(Self-Inductance)的计算

$$L_{self} = 2l\left(\ln\frac{2l}{w+t} + 0.5 + \frac{w+t}{3l}\right)$$

其中 L_{self}为自感量，单位nH

l 为导体长度，单位cm

w 为导体宽度，单位cm

t 为导体厚度，单位cm

— 互感(Mutual Inductance)的计算

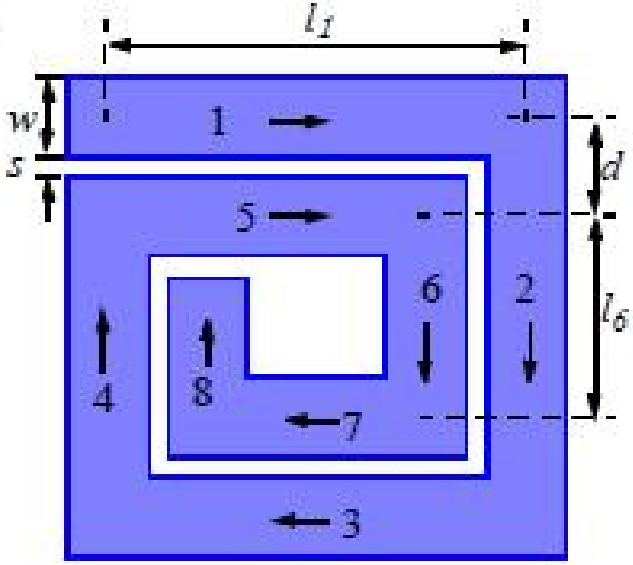
$$M = 2lP$$

$$\text{其中} P = \ln\left[\frac{l}{GMD} + \left(1 + \frac{l^2}{GMD^2}\right)\right] - \left(1 + \frac{GMD^2}{l^2}\right)^{1/2} + \frac{GMD}{l}$$

$$\ln GMD = \ln d - \left[\frac{1}{12\left(\frac{d}{w}\right)^2} + \frac{1}{60\left(\frac{d}{w}\right)^4} + \frac{1}{168\left(\frac{d}{w}\right)^6} + \frac{1}{360\left(\frac{d}{w}\right)^8} + \cdots\right]$$

GMD 为几何平均距离(Geometric Mean Distance)

d 为相邻段中间距离



— 对于一个由8段金属线组成的2圈螺旋电感，其电感值为

$$L = L_1+L_2+L_3+L_4+L_5+L_6+L_7+L_8$$
$$+2[M_{1,5}+M_{3,7}+M_{2,6}+M_{4,8}]$$
$$-2[M_{1,7}+M_{1,3}+M_{5,7}+M_{5,3}$$
$$+M_{2,8}+M_{2,4}+M_{6,8}+M_{6,4}]$$

2. 不同几何形状螺旋电感值的公式(Thomas Lee)

$$L=\frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2}\left[\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right)+c_3\rho+c_4\rho^2\right]$$

其中 μ为磁导率

n为螺旋圈数

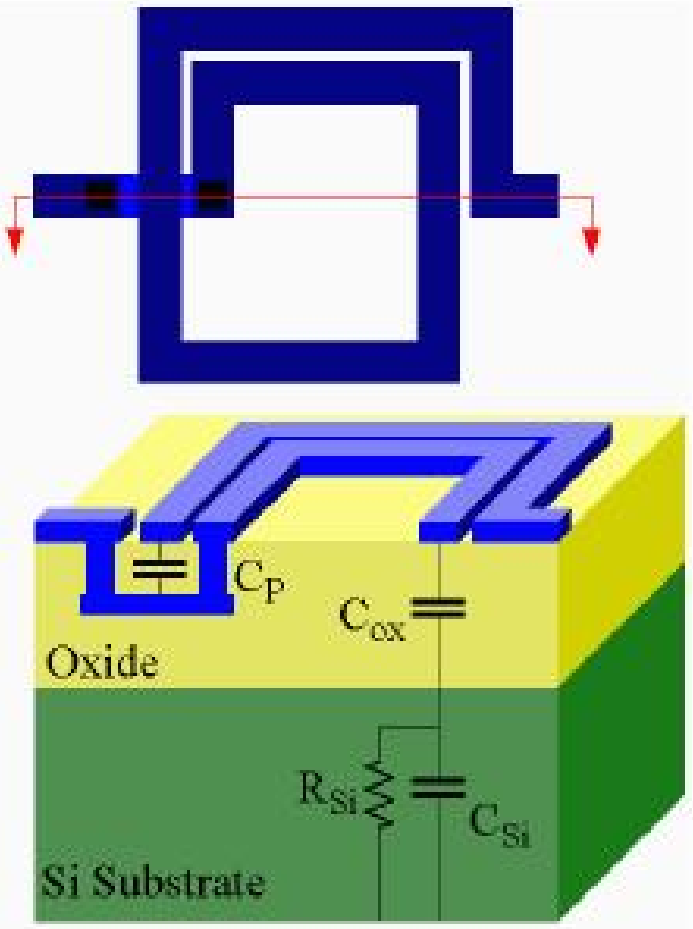
d_{avg}为内外直径的算术平均

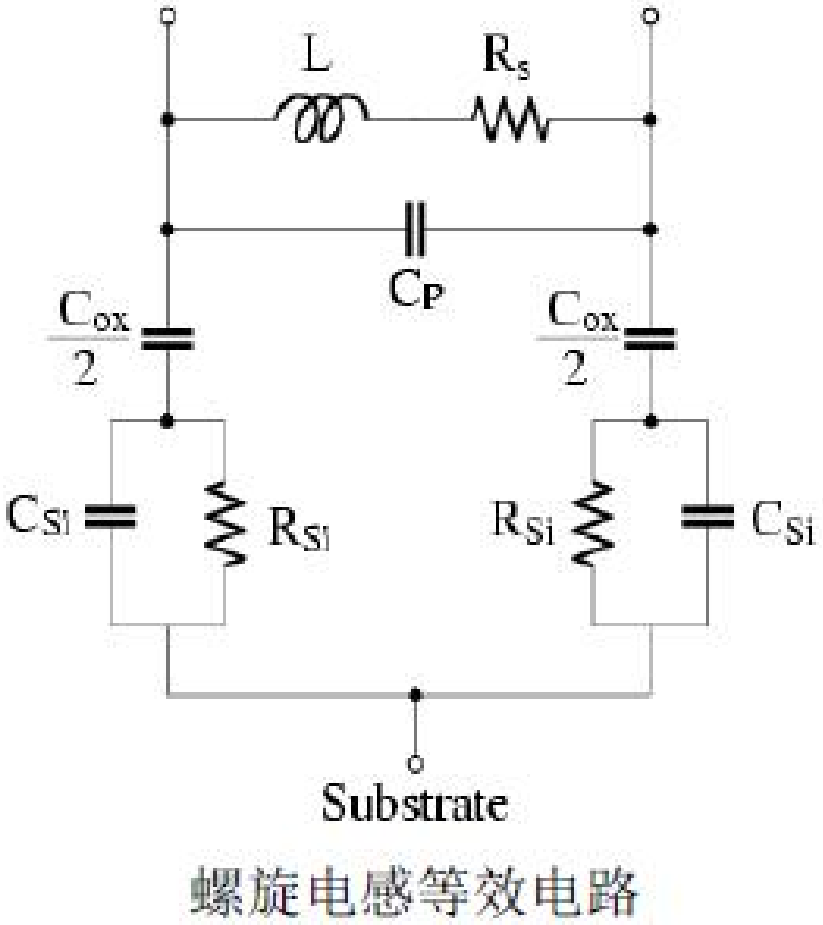
$\rho=(d_{out}-d_{in})/(d_{out}+d_{in})$表示电感的“空心”程度

c_1到c_4是电感的几何形状系数，由下表定义

形状	c_1	c_2	c_3	c_4
方形	1.27	2.07	0.18	0.13
六边形	1.09	2.23	0	0.17
八边形	1.07	2.29	0	0.19
圆形	1.00	2.46	0	0.20

平面螺旋电感模型





螺旋电感等效电路

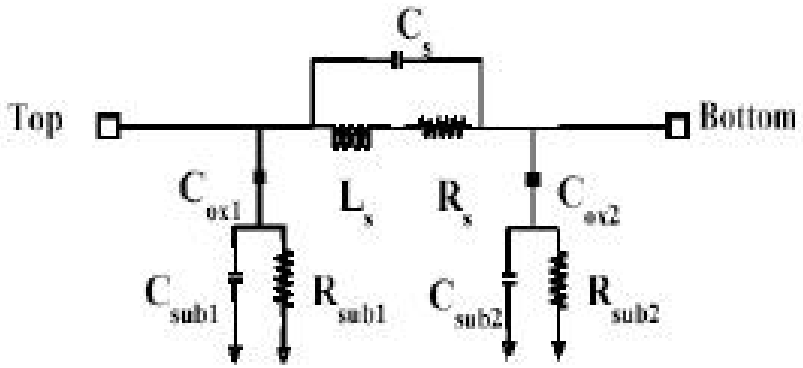
- C_p：电感主线圈与引出线之间的电容 $C_p = n \cdot w^2 \cdot \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox,m1-m2}}$
- C_{ox}：电感到衬底间的电容 $C_{ox} = w \cdot l \cdot \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox,m2-sub}}$
- C_{Si}：衬底的电容，$C_{Si} \approx \frac{w \cdot l \cdot C_{sub}}{2}$，$C_{sub}$的值在$10^{-3}$～$10^{-2}$ fF/μm²之间
- R_S：电感的串联电阻(趋肤效应-skin effect) $R_S = \frac{l}{w \cdot \sigma \cdot \delta(1-e^{-t/\delta})}$

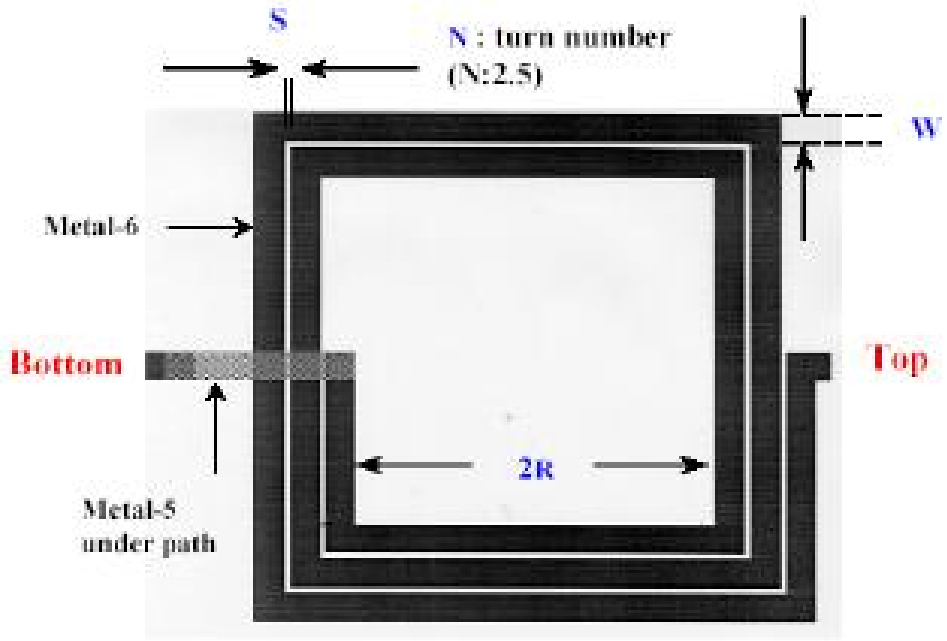
$$\text{趋肤深度} = \delta = \sqrt{2/\omega\mu_0\sigma}$$

- R_{si}：衬底损耗，G_{sub}为拟和参数，典型值为10^{-7} S/μm² (CMOS)

$$R_{Si} = \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{sub}}$$

0.18μm CMOS 工艺中的螺旋电感





Varied number of turns(N)						
W(μm)	15	15	15	15	15	15
R(μm)	60	60	60	60	60	60
S(μm)	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
N	2.5	3.5	4.5	5.5	6.5	7.5
Rsub1(ohm)	444	424	399.16	384.7	369.5	350.17
Csub1(fF)	37.63	49.24	61.39	73.63	85.69	94.24
Rsub2(ohm)	444	424	399.16	384.7	369.5	350.17
Csub2(fF)	37.63	49.24	61.39	73.63	85.69	94.24
Cox1(fF)	63.99	99.33	134.52	168.84	195.66	227.01
Cox2(fF)	54.5	88.5	121.68	161.16	187.49	215.99
Ls(nH)	2.307	3.878	6.093	9.057	12.82	17.68
Cs(fF)	18.68	29.43	35.64	40.6	46.76	50.99
Rs(ohm)	2.01	2.838	3.75	4.7	5.94	7.164
Q@1GHz	5.8	6.529	7.088	7.26	6.95	6.295
Q@2GHz	9.518	9.191	8.15	6.32	4.24	2.586
Valid Frequency(GHz)	6	6	6	5	4	3

Varied Radius (R)					
W(μm)	15	15	15	15	15
R(μm)	30	60	90	120	150
S(μm)	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
N	4.5	4.5	4.5	4.5	4.5
Rsub1(ohm)	+419.17	399.16	375	364.66	350.17
Csub1(fF)	55.63	61.39	64	69.76	75.61
Rsub2(ohm)	419.17	399.16	375	364.66	350.17
Csub2(fF)	55.63	61.39	64	69.76	75.61
Cox1(fF)	98.89	134.52	149.7	181	197.3
Cox2(fF)	82.33	121.68	136.6	177.78	190.9
Ls(nH)	3.73	6.093	8.773	11.67	14.68
Cs(fF)	25.88	35.64	44.01	49.82	53.13
Rs(ohm)	2.791	3.75	4.68	5.525	6.59
Q@1GHz	5.75	7.088	7.624	7.638	7.24
Q@2GHz	7.81	8.15	6.915	5.172	3.68
Valid Frequency(GH z)	6	6	5	4	3

➢ 键合线电感 (Bondwire Inductors)

- 键合线可以用作电感，高Q值，高自谐振频率，但电感值不易精确控制
- 标准键合线直径：1 mil = 0.001 inches ≈ 25μm

  键合线单位长度的表面积远大于平面螺旋电感，具有更低的损耗和更高的Q值
- 为了减小寄生电容，可将键合线放置于导电平面上方较高处，以增加电感的自谐振频率和减小感应电流引起的损耗
- 若忽略附近导体的影响，键合线直流电感由下式计算

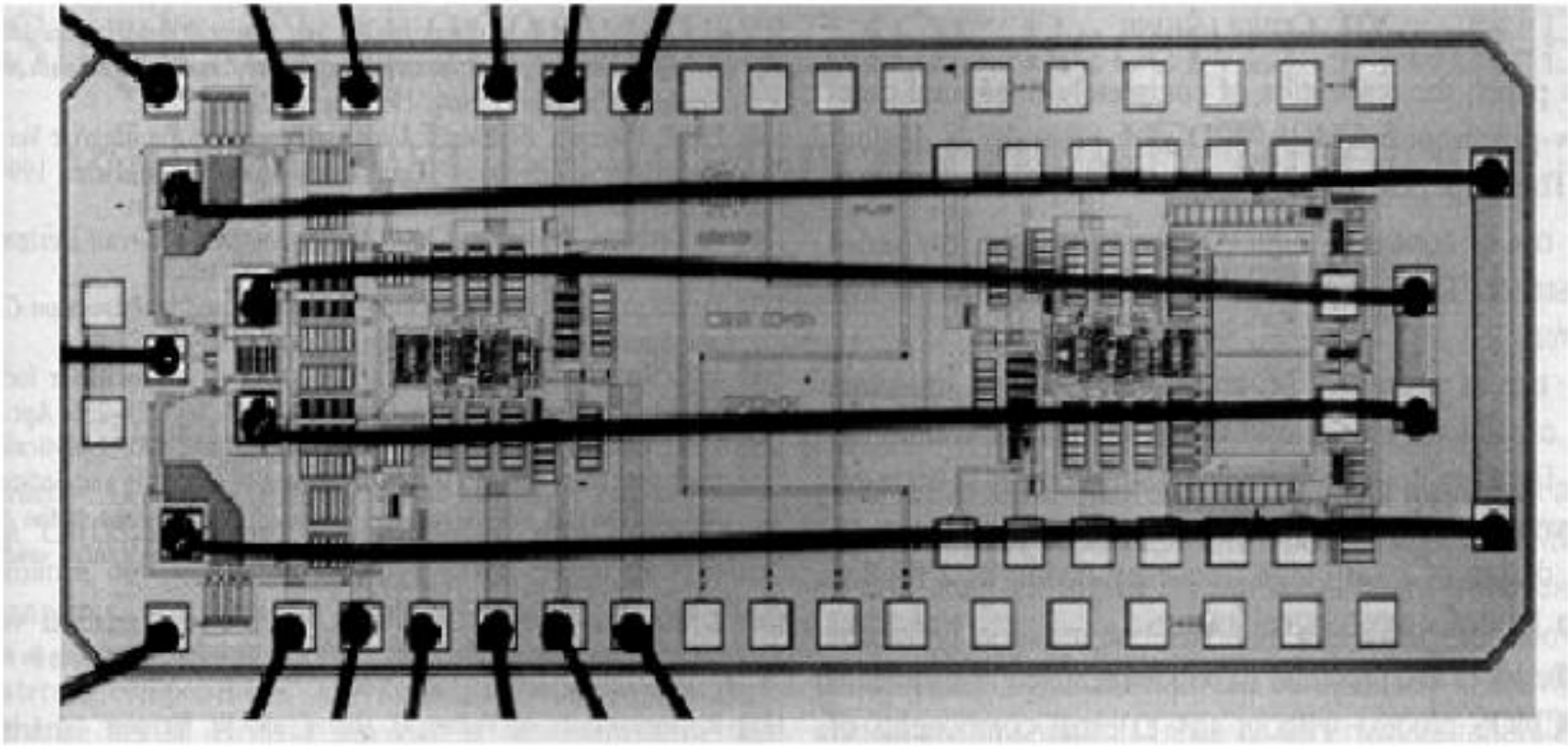
$$L=\frac{\mu_0 l}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right)-0.75\right]\approx 2\times10^{-7}l\left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right)-0.75\right]$$

  当$l=2\ mm$时，上式给出$L=2\ nH$，相当于$1\ nH/mm$
- 键合线(铝)的Q值@1GHz：$Q=L\omega/R$，$R=l/(2\pi r\delta\sigma)$，$\delta=\sqrt{2/\omega\mu_0\sigma}$

  已知 $\sigma_{Al}=4\times10^7\ S/m$，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}\ H/m$

  得 $\delta=2.5\mu m\ @\ 1GHz$，$R/l=125\ m\Omega/mm\ @\ 1GHz$，$Q\approx 50$
- 由于感抗正比于频率，而损耗正比于频率的平方根，因此Q值正比于频率的平方根，理论计算Q值可以达到112@5GHz，实际中Q值可以达到100@5GHz，但需要特别小心
- 电感的温度系数 $TCR\approx 50\text{-}70\ ppm/℃$

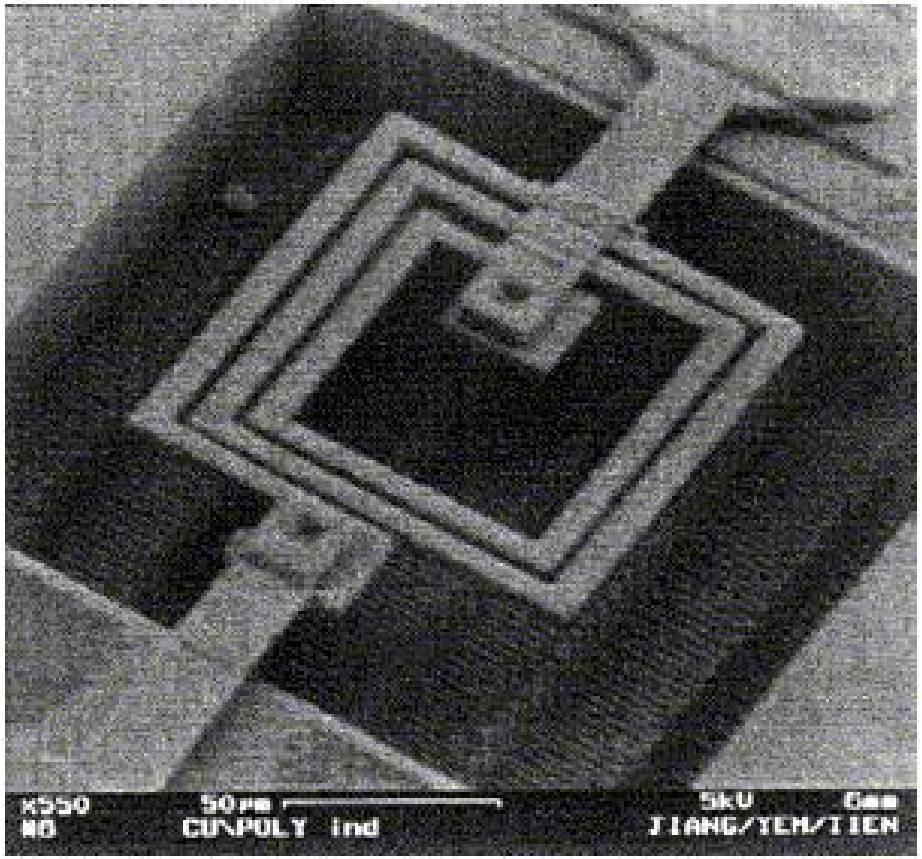
键合线电感实例



➢其它电感

- 有源电感
  晶体管+电阻+电容
  特点：高Q值、噪声性能差

- 微机械（MEMS，MicroElectroMechanical System）电感



有源电感

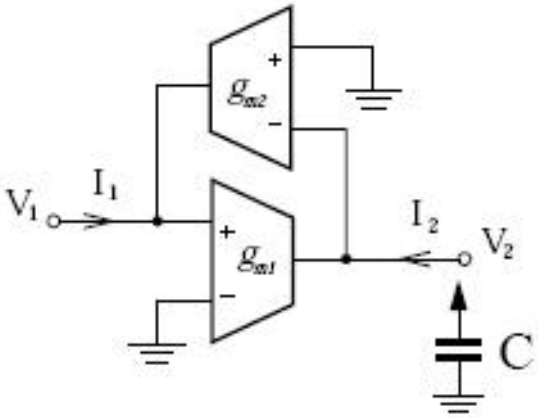
回转器＋电容(Gyrator-C)的实现方式

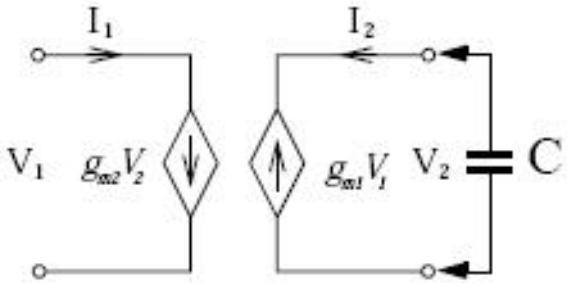
$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{g_{m2}V_2}$$

$$V_2 = g_{m1}V_1\frac{1}{sC}$$

$$Z_{in} = \frac{sC}{g_{m1}g_{m2}} = sL$$

$$L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}$$



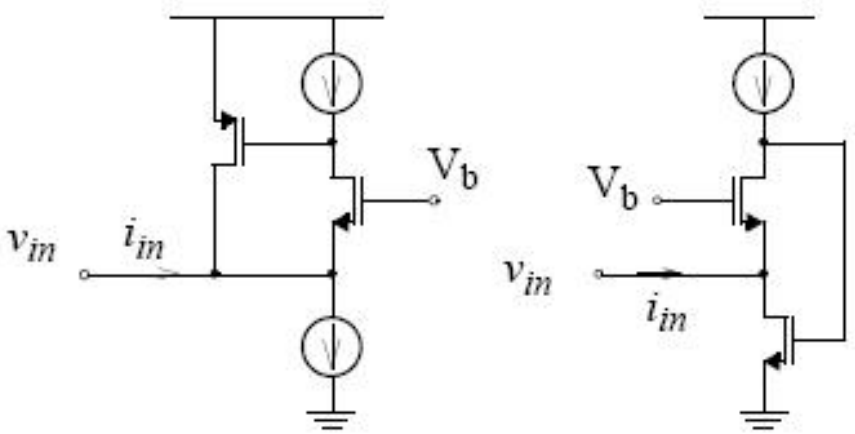


- 实际上，这里的目的是要使输入电流滞后输入电压90°，为了达到这一目的，使用了两次电压－电流转换：
  - » g_{m1}将V_1转成电流对C充电，从而得到了滞后V_1 90° 的V_2
  - » g_{m2}将V_2转成输入电流I_1，由于I_1与V_2同相，因此也滞后V_1 90°

调节C, g_{m1}和g_{m2}可以得到很大的电感值，但是由于跨导放大器的限制，其工作频率很低

有源电感

Gyrator-C 电感的构成无非是一正一反两个跨导加上一个电容，这可以用很简单的电路来实现，并且可用于较高的频率

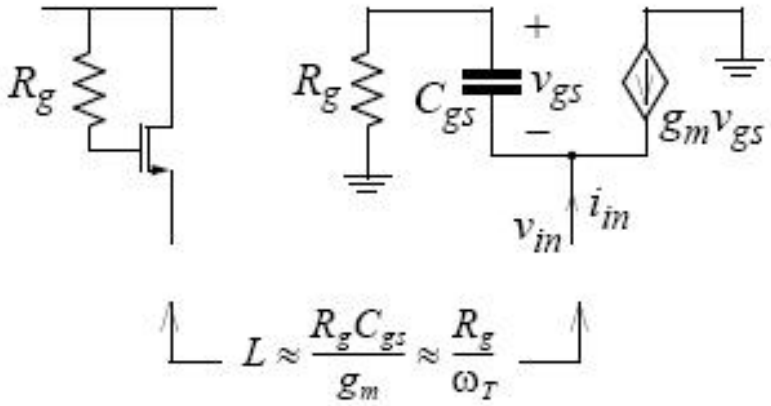


单管电路

» $R_g \gg 1/(sC_{gs})$，流过C_{gs}的电流由R_g决定，与输入电压同相，因此$v_{sg}(=-v_{gs})$滞后v_{in} 90°

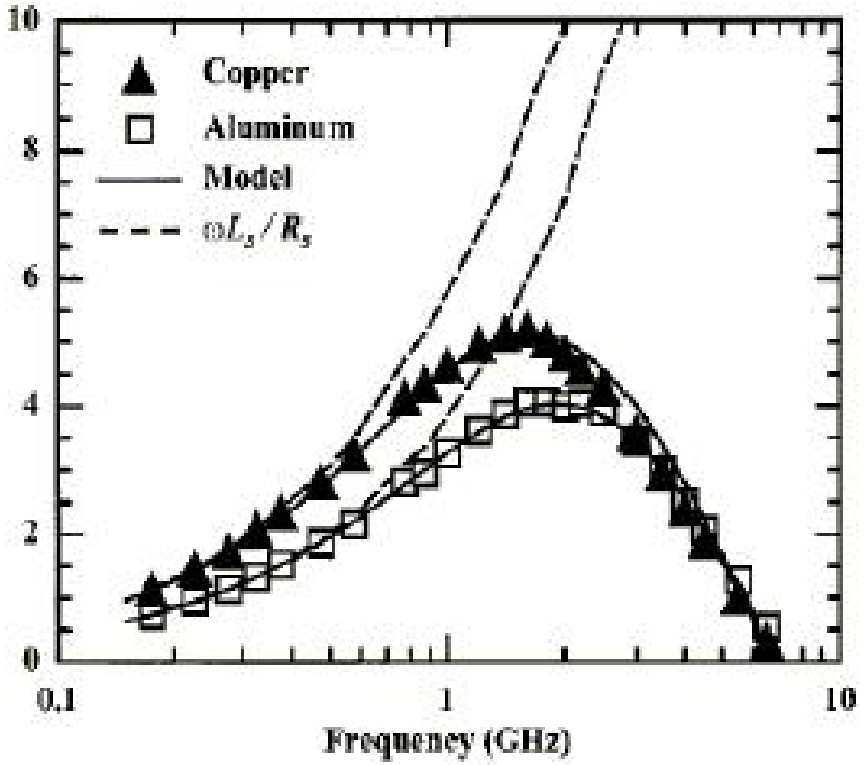
» $g_m \gg \omega C_{gs}$，输入电流 $i_{in} \approx g_m v_{sg}$，滞后输入电压90°，因此输入阻抗呈感性

» 实际工作受C_{gd}和g_{ds}很大限制

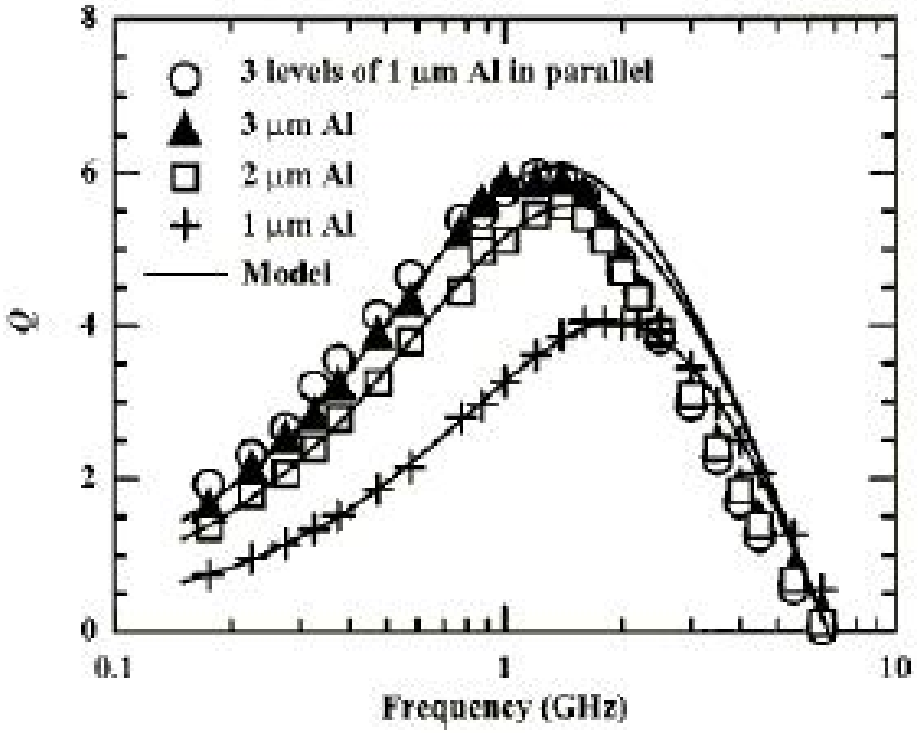


➢ 影响平面螺旋电感Q值的因素

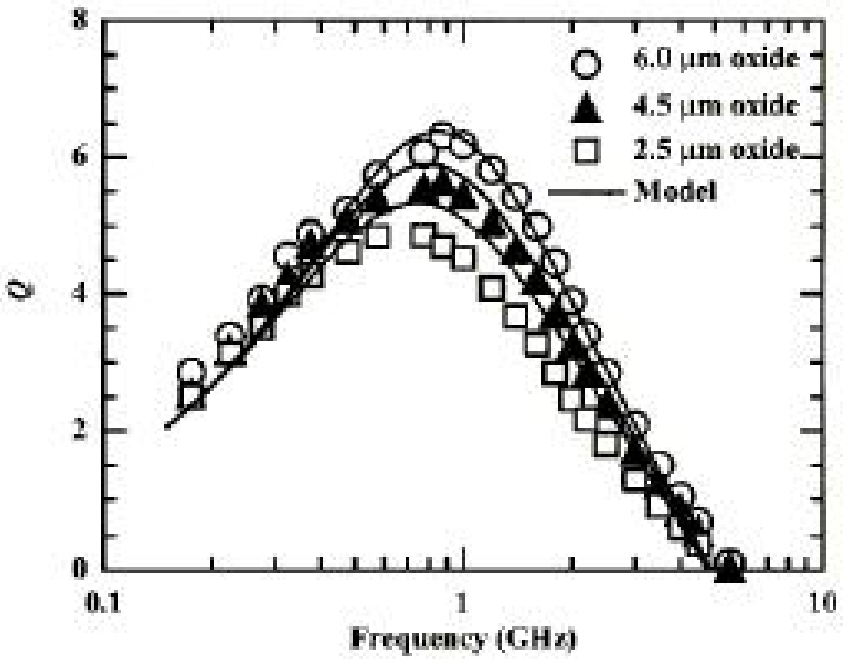
- 金属材料
  - 高电导率材料可以有效地减小串联电阻，从而提高Q值
  - 由于邻近效应和衬底损耗，在频率进一步提高时其效果开始减弱

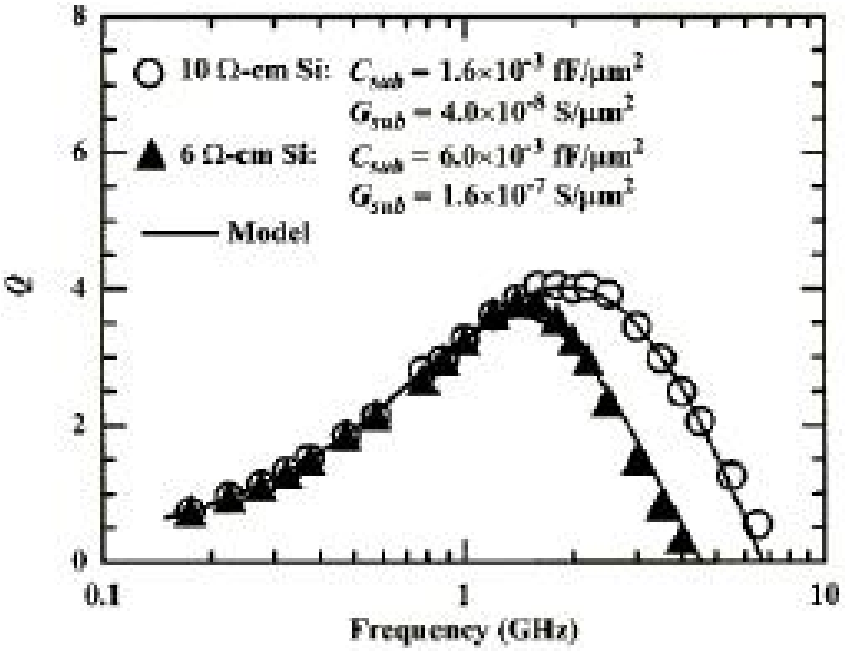


- 金属厚度
  - 增加金属厚度可以减少串联电阻
  - 多层电感并联可以减少串联电阻

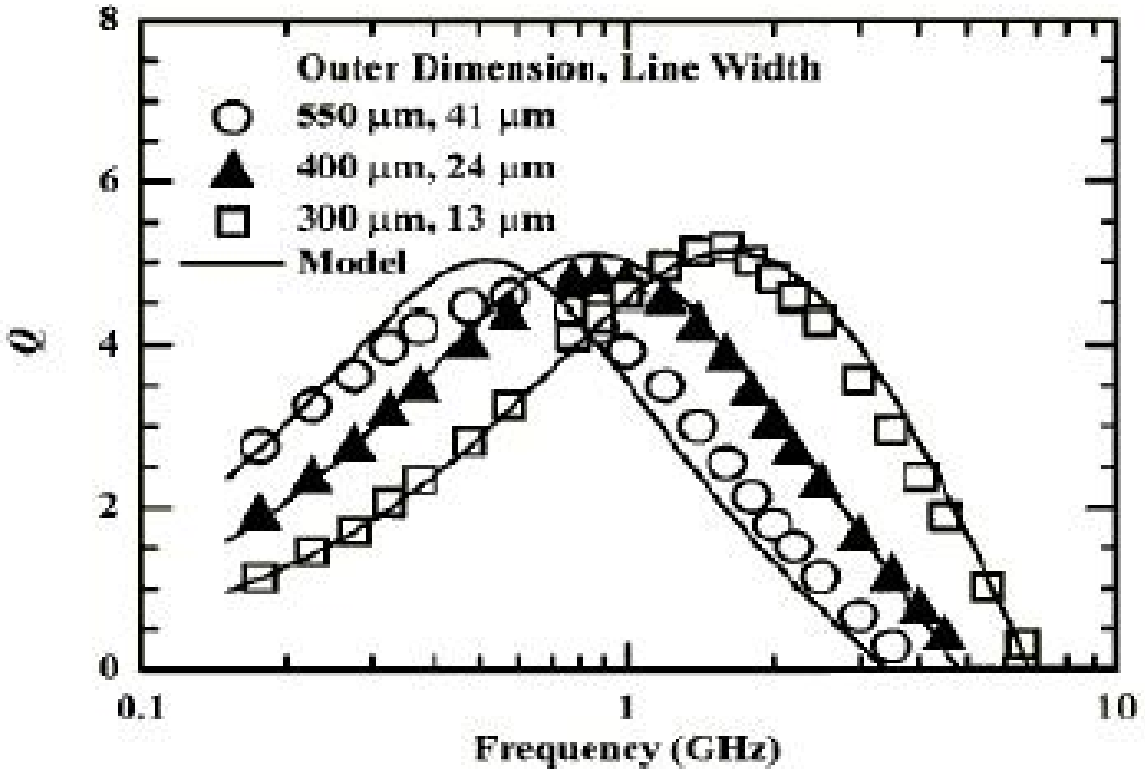


- 绝缘层厚度与衬底电阻率



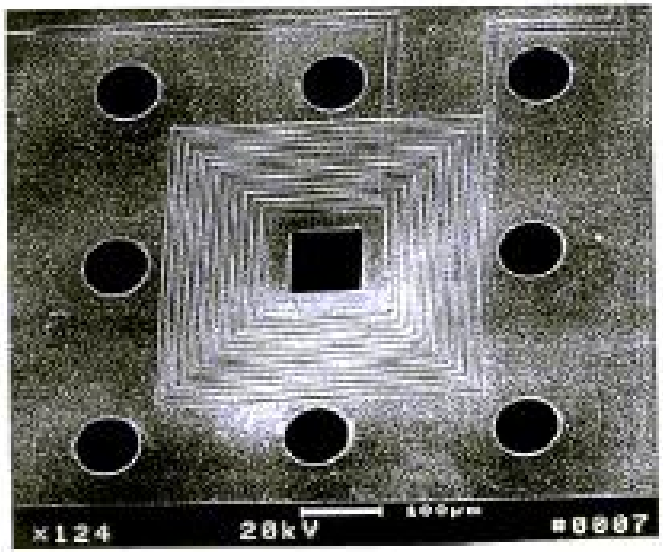


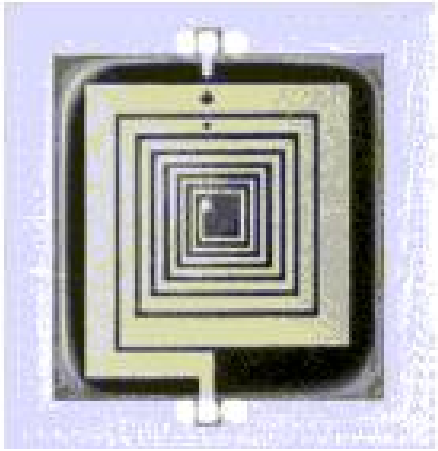
- 电感线圈尺寸

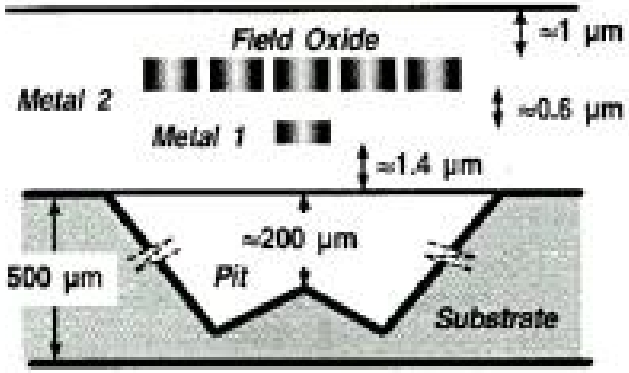

Outer Dimension, Line Width
550 µm, 41 µm
400 µm, 24 µm
300 µm, 13 µm
Model
Q
8
6
4
2
0
0.1
1
10
Frequency (GHz)

➢ 提高平面螺旋电感的Q 值

- 利用高导电率的导体
- 增加金属厚度
- 使用多层电感并联
- 使用厚绝缘层
- 优化电感几何尺寸
- 使用低损耗衬底或挖空衬底

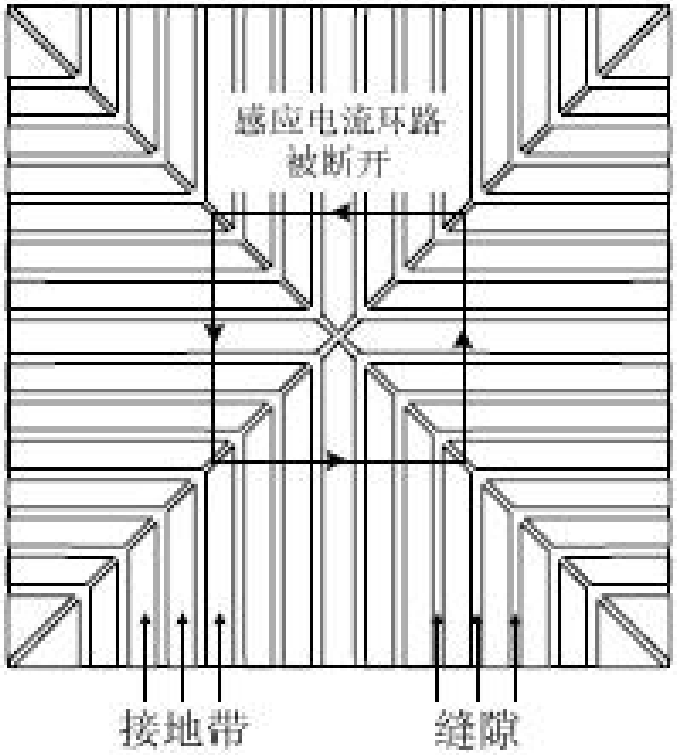




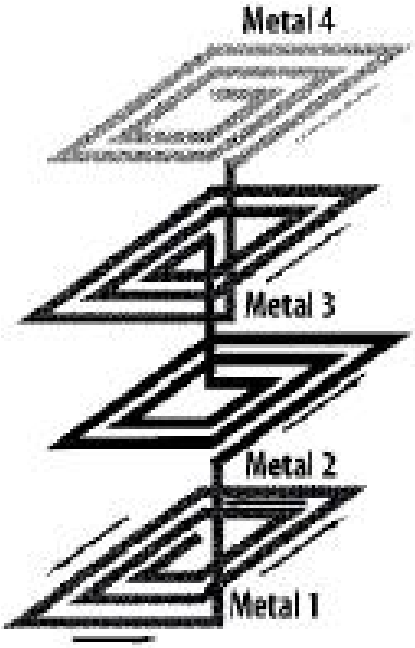


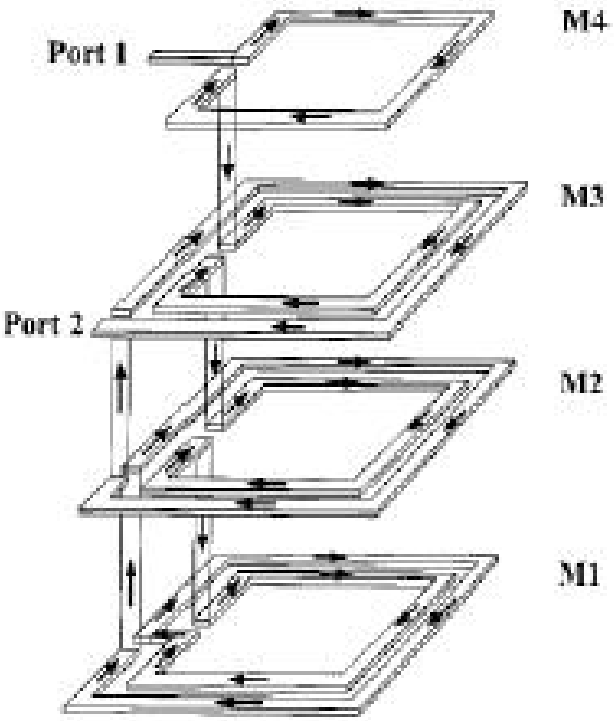
- 使用具有特定图形的地屏蔽层（Patterned Ground Shield）

接地带与电感中的电流方向相互垂直



➢ 利用多层电感串联减小面积





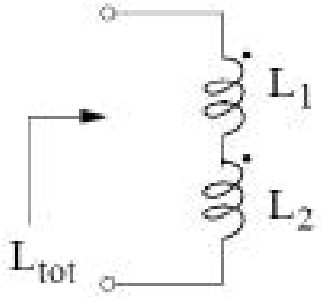
注意：电感线圈中的电流方向！

层叠式电感计算

– 电感值与层数

如果上下两层电感耦合紧密 (耦合系数 k=1)，那么总电感值为

$$L_{tot} = L_1 + L_2 + M_{12} + M_{21}$$
$$= L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}$$



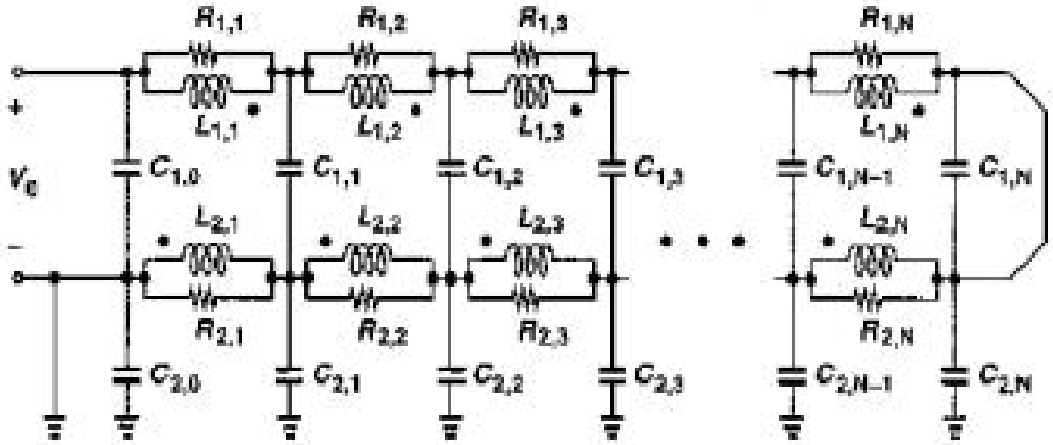
当L_1=L_2=L时，　$L_{tot} = 4L$

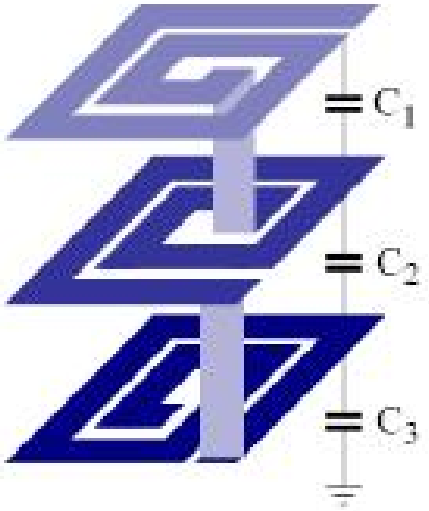
当n层电感分别相等(等于L)，且耦合紧密 (k=1)，则串联后的总感值为

$$L_{tot} = n^2 L$$

➢ 层间电容与自谐振频率

串联层叠电感可以等效为电感L_{tot}和电容C_{eq}的并联，C_{eq}取决于层间电容的大小。为了提高电感的自谐振频率，需要减小C_{eq}。





n层电感的等效并联电容为 $C_{eq} \approx \frac{1}{3n^2}\left(4\sum_{i=1}^{n-1} C_i + C_n\right)$

The End !