

第 1 章 元件与系统

射频电路是由许许多多零散的元件组成的，人们对这些元件有时确信不疑。电容果真是电容吗？一只标称 $1\text{ M}\Omega$ 的电阻就真的至少 $1\text{ M}\Omega$ 吗？电感的电抗总是随频率增加，对吗？好，在后面的讨论中你会发现，其实元件并非如想象的那样简单。在一定的频率上，电容可能根本就不是电容了，而表现为感性；相反，电感可能表现得像个电容，电阻则兼会呈现容性或感性。

这一章将讨论与电路设计相关的电阻、电容和电感的射频特性。首先，让我们了解一下系统中最简单的元件，并考察其在射频上存在的问题。

1.1 导线

射频电路中的导线形式有很多种，绕线式电阻、电感以及轴向或径向引脚的电容都用到一定线径和长度的导线作为引脚，或应用于器件的内部，导线也常应用于射频低频段的电路互连中。导线在射频频段的特性很大程度上取决于它的直径和长度。表 1.1 列出了 AWG(美国导线标准)体系中每一种线的规格，包括相对应的线径以及其他射频电路设计人员感兴趣的参数。在 AWG 系统中，间隔 6 个的线规其直径约增加一倍。因此，如果记住了表中最后 6 种导线标准线径大小的话，无须查表就可以据此推出所有其他的标准线径(例 1.1)。

例 1.1 已知 AWG 50 导线的直径是 1.0 mil (0.001 in)，试问 AWG 14 导线对应的直径是多少？

解： $\text{AWG } 50 = 1\text{ mil}$

$\text{AWG } 44 = 2 \times 1\text{ mil} = 2\text{ mil}$

$\text{AWG } 38 = 2 \times 2\text{ mils} = 4\text{ mil}$

$\text{AWG } 32 = 2 \times 4\text{ mils} = 8\text{ mil}$

$\text{AWG } 26 = 2 \times 8\text{ mils} = 16\text{ mil}$

$\text{AWG } 20 = 2 \times 16\text{ mils} = 32\text{ mil}$

$\text{AWG } 14 = 2 \times 32\text{ mils} = 64\text{ mil}$ (0.064 in)

1.1.1 趋肤效应

在低频时，导体的整个横截面都是载流子转移的通路。随着频率的增加，导体中心的磁场强度增加，对载流子表现出了一定的电阻，从而使导体中心的电流密度减小，导体边缘附近的电流密度增大。这种在导体边沿附近电流密度增大的现象称为趋肤效应。这种现象存在于所有的导体中，包括电阻、电容和电感的引脚线。

从导体表面到内部，其电流密度逐渐减小。深入导体内部一定的深度，对应的电流密度降至表面密度的 $1/e$ 或 37% 时，这个深度即称为趋肤深度。因此，不同的导体如银、铝和铜等对应的趋肤深度也不一样。

趋肤深度最终导致导体横截面的有效面积减小,使导线的交流电阻增加,如图 1.1 所示。例如,金属铜在 60 Hz 的趋附深度近似为 0.85 cm,而在 1 MHz 的趋附深度为 0.007 cm,也就是大约 63% 的射频电流将集中在铜线外表面 0.007 cm 的深度范围内传导。

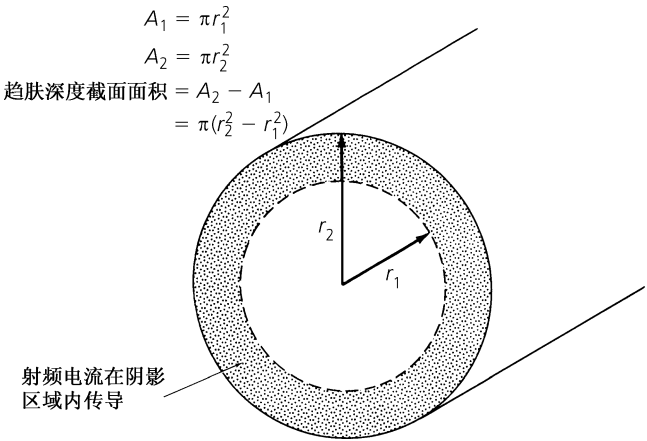


图 1.1 导体的趋肤深度面积

1.1.2 直导线电感

任何介质周围的载流导体中都会产生磁场。如果导体中的电流是交变的,产生的磁场也将交替地变化(扩张和收缩),将在导线上产生电压对抗电流的任何变化。这种对抗变化称为自电感,称拥有这种性质的结构器件为电感。直导线的电感似乎很不起眼,但通过本章稍后的讨论,就会发现随着频率升高,这种电感将变得越发重要。

直导线的电感量由导线的长度和直径决定,关系式如下:

$$L = 0.002l \left[2.3 \log \left(\frac{4l}{d} \right) - 0.75 \right] \mu\text{H} \tag{1.1}$$

其中, L 为电感值,单位为 μH ; l 为导线的长度,单位为 cm ; d 为导线的直径,单位为 cm 。

例 1.2 就用到了上面的计算公式。

例 1.2 计算长度为 5 cm 的 22 号铜线的电感值。

解: 由表 1.1 知, 22 号铜线的直径为 25.3 mil, 1 mil = $2.54 \times 10^{-3} \text{cm}$, 所以该导线长度为 0.0643 cm, 代入式(1.1)得

$$L = (0.002)(5) \left[2.3 \log \left(\frac{4(5)}{0.0643} \right) - 0.75 \right] = 50 \text{ nH}$$

电感的概念之所以重要是因为射频频段上几乎所有的导体(包括连接线, 电容器引脚线, 等等)都存在感性。本章将就电感进行更详细的讨论。

1.2 电阻

电阻是一种材料的特性, 决定了材料对于给定的电流将电能转化为热能的能力。

定义:

1 Ω (欧姆) 电阻两端加 1 V (伏特) 的电压 = 1 C/s (库仑每秒) 的电流 = 1 A (安培)

这时产生的热耗散功率为 1 W(瓦特)。

$$P = EI = 1 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 1 \text{ W}$$

电阻在电路中很常用,如在晶体管偏置网络、衰减器以及信号合成器中。然而,很少有人考虑一只电阻在直流以外的实际工作特性。一些情况下,如在晶体管偏置网络中,电阻要表现出直流电路的功能,但是它也会影响电路的射频工作点。

1.2.1 电阻的等效电路

电阻的射频等效电路如图 1.2 所示, R 表示电阻本身的阻值, L 是引线电感, C 是寄生电容的总和,与电阻的结构有关。众所周知,碳膜电阻的高频性能不理想,一只碳膜电阻一般由浓密的电介质微粒或是碳微粒组成。在每对碳微粒之间就有微小的电容存在,然而这些寄生电容累加起来的作用是不能忽略的,它们是元件等效电路中电容的主要成分。

绕线电阻在射频上同样存在问题。可以预料,这些电阻随着频率的变化可能呈现出大范围的阻抗变化。在 10 ~ 200 MHz 的频率范围内,对于低阻值电阻而言,这种变化特别明显。图 1.2 所示等效电路中的电感 L ,其绕线电阻的等效电感要远大于碳膜电阻,其值可以用单层空气线圈电感的近似公式计算。这一公式会在本章稍后部分进行讨论。由于绕线电阻看起来与电感类似,如图 1.3 所示,开始时,阻抗随频率升高而增加,随后在一些特定的频率(F_r)点上,电感(L)与并联的电容(C)发生谐振,产生一个阻抗峰,当频率进一步增加时电阻的阻抗呈下降趋势。

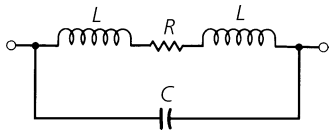


图 1.2

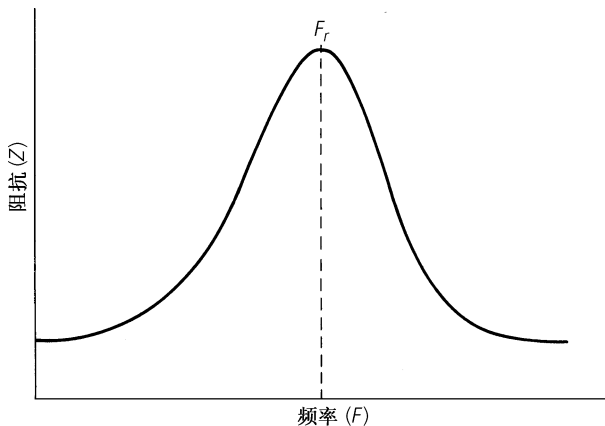


图 1.3 绕线电阻的阻抗特性

金属膜电阻随频率变化所表现的特性最好,它的等效电路与碳膜电阻以及绕线式电阻的相同,但等效电路中各寄生元件较小。

如图 1.4 所示,当频率高于 10 MHz 时,金属膜电阻的阻抗值呈下降趋势。这是由于等效电路中的寄生电容的影响。在高频上,对低阻值电阻(小于 50 Ω),引线电感和趋肤效应的影响将十分显著。图 1.4 为 5 Ω 的电阻变化的示意图,其引线电感会产生一个谐振峰,趋肤效应使得曲线随频率变化的斜率减小。

很多制造商都提供电阻在射频频段的相关性能数据,但这往往让人被误导。一旦你理解了电阻特性变化的机理,可以不管数据是以什么样的形式给出的。例 1.3 将阐述这一事实。

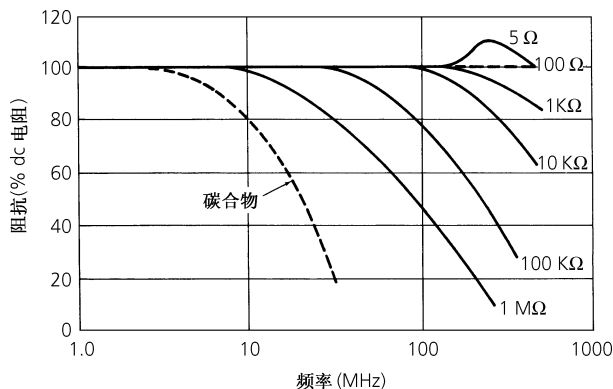


图 1.4 金属膜电阻与碳合物电阻频率特性对比

例 1.3 图 1.2 中金属膜电阻的引线用 AWG14 号线, 线长为 1.27 cm(0.5 in)。总的寄生电容(C)为 0.3 pF。如果电阻是 10 000 Ω , 它在 200 MHz 上的等效射频阻抗是多少?

解: 由表 1.1 知, AWG14 号线的直径为 64.1 mil(0.1628 cm)。因此, 利用式(1.1):

$$L = (0.002)(1.27) \left[2.3 \log \left(\frac{4(1.27)}{0.1628} \right) - 0.75 \right] = 8.7 \text{ nH}$$

这一电感在 200 MHz 上的等效电抗是

$$X_L = \omega L = 2\pi(200 \times 10^6)(8.7 \times 10^{-9}) = 10.93 \text{ } \Omega$$

电容的等效电抗是

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.3 \times 10^{-12})} = 2653 \text{ } \Omega$$

图 1.5 示出了在 200 MHz 时该电阻对应的组合等效电路。

从前面的演算可以看出, 在这种情况下, 引线电感与 10 k Ω 串联电阻相比可以忽略。另一方面, 电容则不能忽略。有效的是 2653 Ω 的电抗和 10 000 Ω 的电阻并联, 总的阻抗模是:

$$Z = \frac{RX_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(2653)}{\sqrt{(1000 \text{ k}\Omega)^2 + (2653)^2}} = 2564.3 \text{ } \Omega$$

这样, 10 K 的电阻在 200 MHz 上看起来就像 2564 Ω 。

当今电阻技术趋势是消除或大幅度减小与电阻元件相伴的寄生电抗, 这也促进了薄膜贴片电阻的发展, 如图 1.6 所示。它们大多是在氧化铝或铍化物衬底上生长而成的, 并且从直流到 2 GHz 频率范围内表现出的寄生电抗相当小。

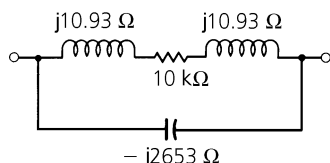


图 1.5 例 1.3 电阻等效电路值



图 1.6 薄膜贴片电阻(Courtesy of Vishay Intertechnology 授权)

1.3 电容

电容在射频电路中的应用非常广泛，如旁路、级间耦合以及谐振电路和滤波器等。然而有一点需要注意，并不是所有的电容都能很好地适合上述场合的应用。关于电容，一个射频电路设计者的首要任务就是为特定的应用选择最合适的电容。成本常常是选择过程中要考虑的主要因素之一，因此会出现很多折中的处理。本节将研究电容的等效电路，考察一些射频上应用的不同种类的电容，看看哪一种最适合特定的应用。

1.3.1 平板电容

任何含有被绝缘材料或电介质隔开的两块导体表面的器件都是电容。电介质通常是陶瓷、空气、纸、云母、塑料、薄膜、玻璃或油脂。一个电容的电容量表示当导体之间存在一个电位差时，电容允许存储电荷的能力。电容的单位是法拉(F)。1 F 的电容表示当电荷量充至为 1C 时，两端的电位差升为 1 V。

$$C = \frac{Q}{V}$$

其中， C 表示电容，单位是 F(法)； Q 表示电量，单位是 C(库仑)； V 表示电压，单位是 V(伏特)。

然而，由于法这样的单位太大，实际使用起来不方便，所以引入几个小一些的单位——微法、皮法。

$$1\text{ 微法} = 1\ \mu\text{F} = 1 \times 10^{-6}\text{ F}$$
$$1\text{ 皮法} = 1\ \text{pF} = 1 \times 10^{-12}\text{ F}$$

如前所述，电容的基本形式就是被某种电介质材料隔开的两块金属平板。如果知道每块平板的面积 A ，平板间的距离 d ，以及电介质材料的介电常数 $\varepsilon(\text{F/m})$ ，则平板电容的电容值可以由下式计算：

$$C = \frac{0.2249\varepsilon A}{d\varepsilon_0}\text{ pF}$$

(1.2)

其中， ε_0 表示自由空间介电常数，其值为 $8.854 \times 10^{-12}\text{ F/m}$ 。

式(1.2)中，面积 A 必须远大于距离 d ，对于给定的材料， ε 与 ε_0 之比称为材料的相对介电常数(K^①)。相对介电常数是给定电介质的介电常数与空气介电常数的比值，对空气而言该值当然为 1。如果材料的相对介电常数大于 1，则将该材料用于电容中充当介质时，其电容值大于使用相同厚度的空气为介质时的电容值。因此，如果以相对介电常数为 3 的材料为介质，则相应的电容值是空气介质的 3 倍。对于给定的电容值，用具有较高介电常数的电介

介质	K
空气	1
聚乙烯	2.5
纸	4
云母	5
陶瓷(低介电常数)	10
陶瓷(高介电常数)	100 ~ 10 000

图 1.7 几种常见材料的相对介电常数

① K 大写，表示相对介电常数，国内常用 ε_r 表示。——译者注

质制作出来的电容更小巧。但正是由于介质在决定电容值时如此关键,使得电容的工作性能也极易受到电介质各方面参数的影响,其频率特性和温度特性往往很重要。

1.3.2 实际的电容

电容的应用主要取决于它的介质特性,同时介质特性也决定了电容的耐压和工作温度范围。因此,介质的任何损耗和缺陷都会对电路工作产生很大的影响。

电容的等效电路如图 1.8 所示,其中 C 是等效电容值, R_s 表示功率因子(PF)或耗散因子(DF)的热损耗, R_p 表示绝缘电阻, L 表示平板和引线的寄生电感。现在需要给出一些定义。

功率因子(PF)——在一个理想电容中,交变电流的相位超前外加电压 90° 。由于总的串联电阻($R_s + R_p$)的存在,这一相位角会小一些。因此定义功率因子为

$$\text{PF} = \cos \phi$$

功率因子是温度、频率以及介质材料本身参数的函数。

绝缘电阻——该参数是当外加直流电压时通过电容介质材料电流量的一个测度。没有理想的绝缘材料,因此一定会有漏电流存在。在等效电路中,该电流通路用 R_p 表示,其典型值为 $100\ 000\ \text{M}\Omega$ 或者更大。

有效串联电阻——简称为 ESR,该电阻为 R_s 和 R_p 作用的等效总和,是电容的交流电阻。

$$\text{ESR} = \frac{\text{PF}}{\omega C} (1 \times 10^6)$$

其中, $\omega = 2\pi f$ 。

耗散因子(DF)——表示电容的交流电阻与电容电抗的比值,由下式给出:

$$\text{DF} = \frac{\text{ESR}}{X_c} \times 100\%$$

Q ——电路的 Q 值等于 DF 的倒数,定义为电容器的品质因数:

$$Q = \frac{1}{\text{DF}} = \frac{X_c}{\text{ESR}}$$

因此,电容器的 Q 值越大越好。

从图 1.9 中可以看出电容不理想时产生的影响,图中分别给出了理想电容和实际电容的阻抗特性。如图所示,随着工作频率的升高,引线电感的影响越来越大。最终,在频率 F_r 上电感与电容发生串联谐振。当频率高于 F_r 时,电容实际的作用更像是一个电感。一般而言,大电容的内自感比小电容的内自感大。因此,由于内部结构的关系,用于 $250\ \text{MHz}$ 旁路时,一个 $0.1\ \mu\text{F}$ 的电容可能还不如一个 $300\ \text{pF}$ 的电容好,这也取决于它的内部结构。换句话说,根据电抗的经典公式 $X_c = \frac{1}{\omega C}$,对于给定的频率,电容值越大电抗越小。然而,当频率高到一定程度时,一个 $0.1\ \mu\text{F}$ 的电容对信号所表现的阻抗或许比一个 $300\ \text{pF}$ 的电容还要大。这是设计 $100\ \text{MHz}$ 以上电路时必须要考虑的问题。理想的情况下,对应用于 VHF 或者 HF 频段上的元件,相应的设计都应该在与图 1.10 类似的网络分析仪上进行检验,这有助于使设计人员在电路中使用器件之前准确地了解所采用器件的特性。

1.3.3 电容的分类

用于制造电容的电介质有很多种,例如纸、塑料、陶瓷、云母、聚苯乙烯、聚碳酸酯、聚

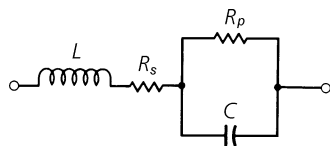


图 1.8 电容的等效电路

四氟乙烯、油脂、玻璃和空气，每种材料都有各自的优缺点。在具体的应用场合，可供射频设计人员选择的电容有成千上万，但往往最终的选择可能只是出于方便，而并非基于一个比较合理的判断。在很多应用场合，这样简单的选取方法是不可取的，尤其对于制造业而言更是如此。在工程领域有这样一种说法：任何人都可以完成一个只需工作一次的设计，但是需要一个优秀的设计师来开发可以投入量产并可以在不同温度条件下工作的产品设计。

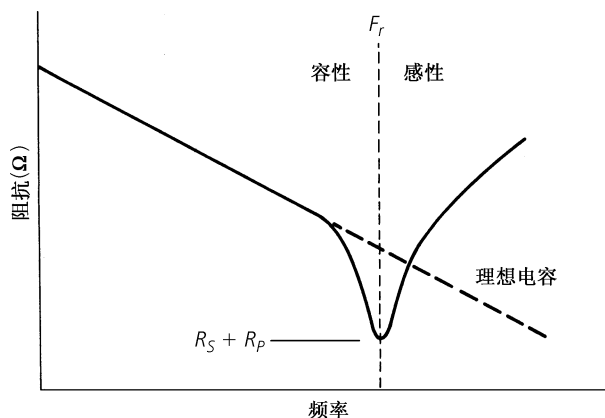


图 1.9 阻抗频率特性

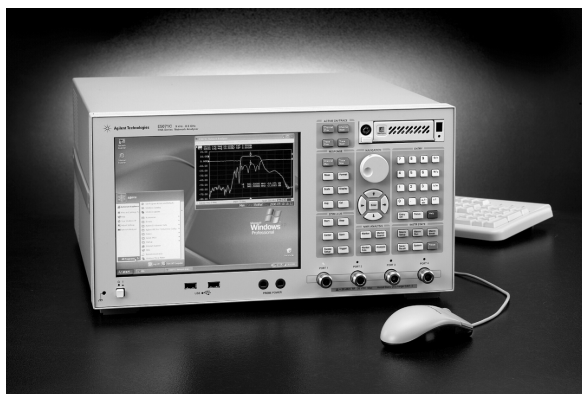


图 1.10 Agilent E5071C 网络分析仪

陶瓷电容

陶瓷介质电容的相对介电常数(50 ~ 10 000)和温度特性的变化范围都很大。一个简单有效的经验是“相对介电常数越大，温度特性越差”。图 1.11 中清楚地说明了这一点。

如图 1.11 所示，低介电常数电容往往具有近似线性的温度特性，这些电容一般都采用正温度系数的钛酸镁和负温度系数的钛酯钙混合制造而成。通过改变这两种材料混合的比例，可以在很大的范围内控制温度系数。这些电容有时被称做温补电容或 NPO (Negative Positive Zero) 陶瓷电容。获得的温度系数变化范围可以是 +150 ~ -4700 ppm/°C (每摄氏度百万分之一)，同时误差小至 ±15 ppm/°C。由于它们具有极好的温度稳定性，因此 NPO 陶瓷电容非常适合振荡器、谐振电路或者滤波器等方面的应用。

中度稳定的陶瓷电容值随温度变化的典型范围为 ±15%，且这种变化往往是非线性的，所以在应用于谐振电路或滤波器等对稳定性要求高的场合时要格外留意。这些陶瓷常用于开关电路，与 NPO 陶瓷电容相比，其主要特点是体积小、成本低。

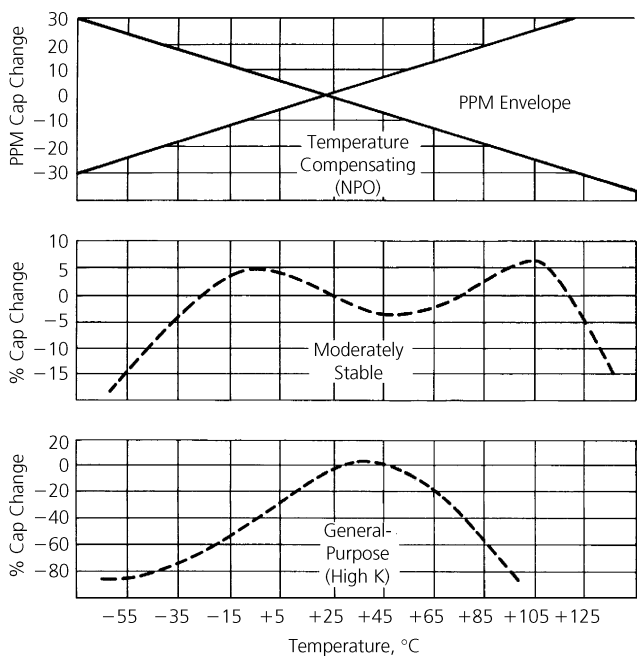


图 1.11 陶瓷电容的温度特性

高相对介电常数的陶瓷电容，也就是一般的电容，它们的温度特性很差，随温度变化其电容值的变化范围可多达 80% (图 1.11)。在射频上，它们通常只用于旁路。

市场上有些陶瓷电容是专为射频应用而设计的。这类电容是典型的高 Q 值(低 ESR)器件，引脚多为扁平带状线，或者根本就没有引脚。由于引脚采用固态银或者是镀银的材料，电阻损耗很小，在 VHF 及以上频段，引脚电感也很小。当然，这类器件价格都偏高，而且印制电路板需要专门设计。没有引脚的电容称为贴片电容，通常用于 500 MHz 以上引脚电感不能忽略的场合。贴片电容和扁平带状线引脚电容如图 1.12 所示。

云母电容

云母电容典型的相对介电常数为 6，这也表明对于给定的电容值，云母电容器的体积较大，相对较低的介电常数使这类电容拥有极好的温度特性。因此，对印制电路板面积不小因而不介意场合，在谐振电路和滤波器的设计中广泛使用云母电容。

镀银云母电容的稳定性更好。一般云母电容是将金属薄片与云母介质对压而成，而镀银云母中银片采用了真空蒸发工艺处理，处理过程更精确。这样处理后，电容稳定很好，且在 $-60^{\circ}\text{C} \sim +80^{\circ}\text{C}$ 范围内典型的一致性误差为 $+20 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。

然而云母电容的问题是性价比不如陶瓷电容。因此，如果在一些应用中云母电容适用的话，也可以试着去找一个价格更低的 NPO 陶瓷电容来替代，它们同样适用。

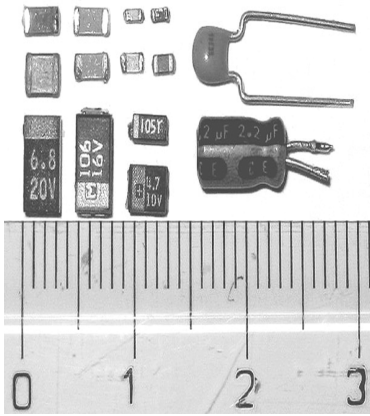


图 1.12 贴片电容和陶瓷电容
(Courtesy of Wikipedia)

金属膜电容是先前所列电容中的一大类,包括特氟纶电容、钛酸镁电容、钛酯钙电容以及纸介质电容等。

金属膜电容

金属膜电容是很广泛的一类电容,包括前面提到的但还没有讨论的其他电容种类,即聚四氟乙烯、聚碳酸酯、聚苯乙烯和纸质电容等等,在包括滤波、旁路以及耦合等很多场合的应用中,聚碳酸酯、聚苯乙烯、聚四氟乙烯等电容在整个温度范围其电容值的变化误差都很小($\pm 2\%$)。然而钛酸镁电容一般不能用于 85°C 以上的温度环境,此时,这类电容对温度变化相当敏感。这一类电容与同容值的陶瓷电容相比,一般体积较大,多用于对空间不作严格限制的场合。

1.4 电感

电感无非就是以如图 1.13 所示的形式线制的一组线圈,图中的绕制方式是为了增加线圈间的磁链,增加了磁链也就增大了导线的自感。电感广泛应用于射频电路设计中,例如谐振电路、滤波器、相移器、延时网络等,以及作为扼流圈,用以隔离或至少减小特定路径上的射频能流。

1.4.1 实际电感

正如本章前面所揭示的一样,没有绝对“理想”的器件存在,电感当然也不例外。事实上,在所讨论的器件中,电感大概是特性随频率变化最大的一类。

图 1.14 给出了实际射频电感外形示意。正如前面所讨论的,只要两个被电介质分开的导体距离足够近,并施加一定的电压,就构成了一个电容。因此,只要导线存在一点电阻,线圈之间就有压降(尽管可能很小),这也就构成了一个小电容。这种电容效应如图 1.14 所示,称为分布电容(C_d)。图 1.15 中的 C_d 是图 1.14 所示的线圈上所有分布电容总的等效值。

C_d 对电感电抗的影响如图 1.16 所示。开始频率较低时,电感的电抗与理想电感相同,随着频率的增加,电抗曲线偏离了理想的情况,并以相应的斜率很快增长,直至电感并联谐振频率(F_r)对应的谐振峰,当频率高于 F_r 时,电抗开始下降,电感呈电容特性。理论上,谐振峰上的电抗应为无穷大(例 1.4),但由于线圈的串联电阻影响,谐振点阻抗是一个有限值。

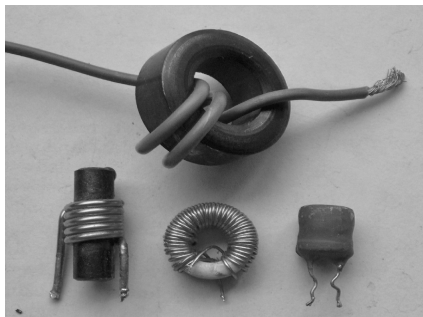


图 1.13 简单的电感

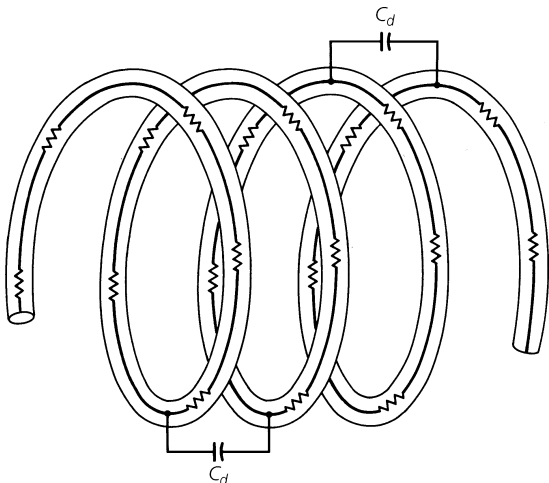


图 1.14 电感的分布电容和串联电阻

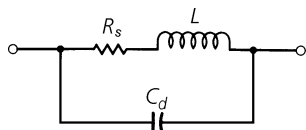


图 1.15 电感的等效电路

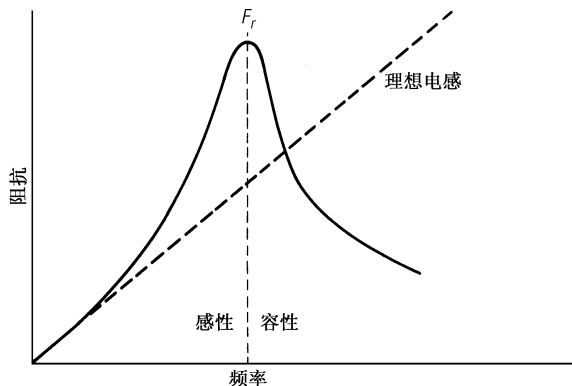


图 1.16 实际电感和理想电感阻抗频率特性对比

电感技术的最新进展促成了超小型固定电感芯片的出现,图 1.17 就是其中一类。这些电感的特点是以陶瓷介质为衬底,采用末端包裹镀金可焊接引线。电感值一般为 $0.01\text{ }\mu\text{H}\sim 1.0\text{ mH}$, 200 MHz 的典型 Q 值在 $40\sim 60$ 之间。

例 1.4 要说明无耗电感在谐振点的阻抗是无穷大,可写出下面的表达式:

$$Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C} \quad (1.3)$$

其中, Z 是并联电路阻抗, X_L 是感性电抗($j\omega L$), X_C 是容性电抗($\frac{1}{j\omega C}$)。

因此,

$$Z = \frac{j\omega L \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (1.4)$$

分子分母同乘以 $j\omega C$, 得:

$$Z = \frac{j\omega L}{(j\omega L)(j\omega C) + 1} = \frac{j\omega L}{j^2 \omega^2 LC + 1} \quad (1.5)$$

从复数知, $j^2 = -1$ 。上式整理为:

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (1.6)$$

如果式(1.6)中的 $\omega^2 LC$ 等于 1, 则分母等于 0, 阻抗为无穷大。 $\omega^2 LC$ 等于 1 对应的频率是:

$$\omega^2 LC = 1$$

$$LC = \frac{1}{\omega^2}$$

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{\omega}$$

$$2\pi \sqrt{LC} = \frac{1}{f}$$

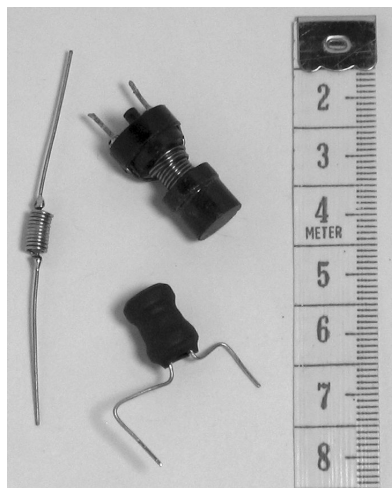


图 1.17 电感芯片

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1.7)$$

上式是大家熟悉的调谐电路谐振频率的表达式。

正像前面提到的, 串联电阻使得线圈的谐振时阻抗为有限值, 而它的另外一个影响是使得线圈阻抗曲线的谐振峰展宽。谐振电路的这一性质很重要, 我们将在第 3 章详细讨论。

电感的电抗与其自身的串联电阻之比常用来衡量电感的品质。比值越大, 电感品质越好。这一品质因数定义为电感的 Q 值

$$Q = \frac{X}{R_s}$$

如果电感用理想导体绕制而成, 其 Q 值应该是无穷大, 同时也是无耗电感。当然, 理想导体是不存在的, 因此电感的 Q 值总是有限的。

在低频时, 电感的 Q 值一般都很高, 因为此时线圈绕组上仅存在导线的直流电阻, 且阻值很小。随着频率的提高, 趋肤效应和线圈间电容将使电感的品质下降, 其变化曲线如图 1.18 所示。低频时, Q 值随频率线性增加, 这是由于电抗随着频率线性增加, 而此时的趋肤效应还不明显。当频率高到一定程度时, 趋肤效应变得明显起来, 此时的 Q 值仍然会随频率提高而上升, 但上升的速度稍慢。之后, 曲线开始逐渐下降。图 1.18 中有一段变化比较平坦的部分, 这是由于此时对应的串联电阻和电抗等比例变化所致。当频率超过这个位置时, 线圈上的寄生电容以及趋肤效应共同使电感的 Q 值下降, 最后在谐振频率上回到零点。

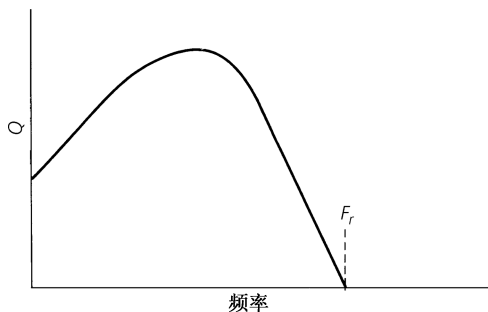


图 1.18 电感的 Q 值变化与频率的关系

提高电感 Q 值并扩展其使用频率范围的几种有用方法如下:

1. 使用较大直径的导线, 这样可以减小线圈的交流和直流电阻;
2. 增加线圈的匝间距, 因为空气的介电常数比大多数绝缘材料小, 因此匝间的空气间隙可以减小匝间电容;
3. 提高磁链路径上的磁导率, 这一般通过将线圈绕制到磁性材料上来实现, 如铁或磁铁。用这种方式实现给定的电感量匝数较少。本章的稍后部分将讨论这个问题。

1.4.2 单层空心电感的设计

每个射频电路设计人员都必须要了解如何设计电感, 这或许有些单调, 但却是值得的。式 (1.8) 给出了常用于设计单层空心电感的计算公式, 图 1.19 是相应的曲线。

$$L = \frac{0.394r^2N^2}{9r + 10l} \quad (1.8)$$

其中, r 是线圈的半径, 单位是 cm; l 是线圈的长度, 单位是 cm; L 是电感量, 单位是 mH。

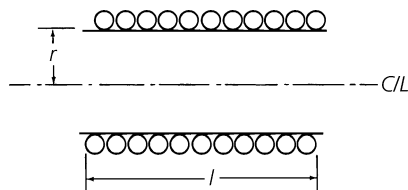


图 1.19 单层空心电感规格

这里要求线圈长度 l 必须大于 $0.67r$, 这一公式的精度在 1% 以内, 见例 1.5。

例 1.5 设计一只长 1/4 英寸(0.635 cm)的100 nH(0.1 μH)空心线圈电感。

解:对于最佳 Q 值, 线圈的长度应等于它的直径, 这样, $l=0.635\text{ cm}$, $r=0.317\text{ cm}$, 以及 $L=0.1\text{ }\mu\text{H}$ 。

利用方程式(1.8)求解 N , 得:

$$N = \sqrt{\frac{29L}{0.394r}}$$

其中对于最佳 Q 值, 取 $l=2r$ 。

代入上式求解:

$$N = \sqrt{\frac{29(0.1)}{(0.394)(0.317)}} = 4.8 \text{ (匝)}$$

结果, 需要在 0.635 cm 的长度上绕出 4.8 匝线圈。查表 1.1 知能满足此条件的最粗漆包线是 18# AWG, 对应的直径为 42.4 mil(即 0.107 cm)。

表 1.1 AWG 导线规格表

导线规格 (AWG)	裸线直径 (mil)	漆色线直径 (mil)	千英尺电阻 (Ω)	截面面积 (mil ²)	导线规格 (AWG)	裸线直径 (mil)	漆色线直径 (mil)	千英尺电阻 (Ω)	截面面积 (mil ²)
1	289.3		0.124	83690	26	15.9	17.2	41.0	253
2	257.6		0.156	66360	27	14.2	15.4	51.4	202
3	229.4		0.197	52620	28	12.6	13.8	65.3	159
4	204.3		0.249	41740	29	11.3	12.3	81.2	123
5	181.9		0.313	33090	30	10.0	11.0	104.0	100
6	162.0		0.395	26240	31	8.9	9.9	131	79.2
7	144.3		0.498	20820	32	8.0	8.8	162	64.0
8	128.5	131.6	0.628	16510	33	7.1	7.9	206	50.4
9	114.4	116.3	0.793	13090	34	6.3	7.0	261	39.7
10	101.9	104.2	0.999	10380	35	5.6	6.3	331	31.4
11	90.7	93.5	1.26	8230	36	5.0	5.7	415	25.0
12	80.8	83.3	1.59	6530	37	4.5	5.1	512	20.2
13	72.0	74.1	2.00	5180	38	4.0	4.5	648	16.0
14	64.1	66.7	2.52	4110	39	3.5	4.0	847	12.2
15	57.1	59.5	3.18	3260	40	3.1	3.5	1080	9.61
16	50.8	52.9	4.02	2580	41	2.8	3.1	1320	7.84
17	45.3	47.2	5.05	2050	42	2.5	2.8	1660	6.25
18	40.3	42.4	6.39	1620	43	2.2	2.5	2140	4.84
19	35.9	37.9	8.05	1290	44	2.0	2.3	2590	4.00
20	32.0	34.0	10.1	1020	45	1.76	1.9	3350	3.10
21	28.5	30.2	12.8	812	46	1.57	1.7	4210	2.46
22	25.3	27.0	16.2	640	47	1.40	1.6	5290	1.96
23	22.6	24.2	20.3	511	48	1.24	1.4	6750	1.54
24	20.1	21.6	25.7	404	49	1.11	1.3	8420	1.23
25	17.9	19.3	32.4	320	50	.99	1.1	10600	0.98

记住, 尽管当 $l=2r$ 时可以得到最佳的 Q 值, 但这有时并不实际, 对于很多情况, 长度 l 会比直径 ($2r$) 大很多。在例 1.5 中, 通过计算, 4.8 匝的线圈长度为 0.635 cm, 并决定使用适合的 18# AWG 导线。用这种方法完成的设计, 唯一的问题是最后线圈很密, 使得匝间的分布电容增大, 降低了线圈的谐振频率, 同样也减小了可以使用的频率范围。这个问题可以用下列任何一个折中办法来解决:

1. 使用相邻最小规格的 AWG 线型绕制电感, 同时保持线圈长度 (l) 不变。这种方法可以使匝间留出一个小小的空气间隙, 因此降低了匝间电容。但是, 这种通过减小导线直径的办法会增加线圈的电阻, 使电感的 Q 值下降;
2. 加长线圈的长度, 使匝间刚好留出一点间隙 (仍然用 18# AWG 导线)。这一方法与上一种方法的效果一样, 会使电感的 Q 值略有下降, 但可以明显减小匝间电容。

1.4.3 磁芯材料

在许多射频应用中, 需要大的电感值, 同时用于安装的面积有限, 这时就不能用空心电感了, 因其尺寸大。一种减小线圈尺寸并保持电感值不变的方法是减小线圈匝数, 同时增加磁通密度。通过减小与电感线圈交链磁路上的磁阻来增加磁通密度, 这可在电感中插入磁芯材料 (如铁或磁铁等) 来实现。这些材料的磁导率 (μ) 比空气大很多, 线圈上的磁阻小。将高磁导率的磁芯插入电感的最终结果使得能够绕制比空心电感更少的匝数获得给定电感量, 这样做有许多优点:

1. 尺寸更小——因为对于一个给定电感量所需的匝数更少。
2. 提高了 Q 值——匝数少意味着导线的电阻更小。
3. 便于调节——可以通过改变磁芯的插入程度来控制电感值。

然而, 使用磁芯也引入了一些主要问题, 因此, 注意要保证应用场合中所选择的磁芯要合适。这些问题是:

1. 每个磁芯都会引入其固有的损耗。因此, 加入磁芯后可能会导致电感的 Q 值下降, 这与磁芯材料以及工作频率有关。
2. 所有磁芯的磁导率都会随频率变化, 而且在工作频率的高端通常会减小到非常小, 最终接近空气的磁导率, 此时对电路而言磁芯就没有作用了。
3. 磁芯的磁导率越高其对温度变化就越敏感。因此, 在宽的温度范围内, 线圈的电感值会略有变化。
4. 磁芯的磁导率会随信号电平发生变化, 如果外加激励太大会导致磁饱和。

如果在设计过程中注意仔细选择磁芯, 则可以克服这些问题。如今, 制造商都能给出详尽的可用磁芯类型、尺寸以及相应的关键性能参数。

1.5 环形磁芯

环形磁芯很简单, 是一种环状的磁性材料, 广泛应用于制作射频电感和变压器, 通常用铁或铁氧体材料制成。它们有不同的形状和尺寸, 其特性参数范围也很大。用做电感的磁芯时, 通常具有高 Q 值。它们具有自身内部闭合磁路、紧凑等特点, 最重要的是易于应用。

环形磁芯电感 Q 值高, 这是因为磁芯可以用极高磁导率的材料制成。正如之前讨论的那样, 高磁导率的磁芯使得设计者可以用比空心线圈更少的匝数获得给定的电感量(如 $35\ \mu\text{H}$)。图 1.21 表明了从空心线圈改成环形磁芯线圈时相应的匝数减少量。如果一个空心线圈是按照最优 Q 值并用很细的导线绕制的, 要达到 $35\ \mu\text{H}$ 的电感量, 需要 90 匝, 而用环形磁芯, 只要 8 匝就可以达到设计目的。显然, 这是个特例, 但却很有用且能说明问题。对于给定的电感量, 环形磁芯电感的匝数的确比空心线圈少。因此, 交流电阻更小, Q 值也会明显提高。

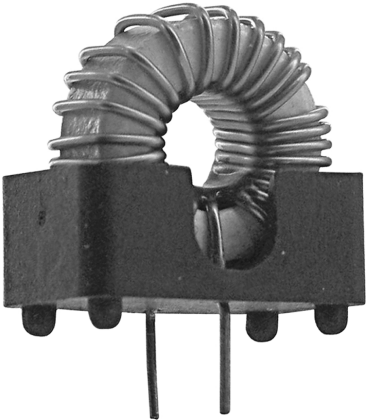


图 1.20 环形磁芯电感

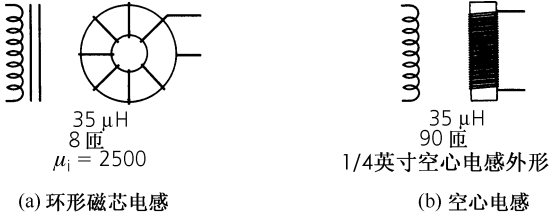


图 1.21 同电感量电感的匝数对比

观察图 1.22, 环形磁芯磁感线自屏蔽的特点很明显。对于典型的空心线圈, 磁力线与线圈交链的回路如图 1.22(a) 所示。图中清楚表明, 电感周围的空气明确是磁路的一部分。因此, 电感往往会辐射其中的射频信号; 另一方面(图 1.22(b)), 环形磁芯则相反, 磁力线完全包含在磁性材料内部, 因此不会发生辐射。当然, 实际也是会辐射的, 只是能量极小。环形磁芯的这一特点使其无须在电感周围加装屏蔽外壳, 屏蔽外壳不仅会占用空间, 同时会降低电感的 Q 值。

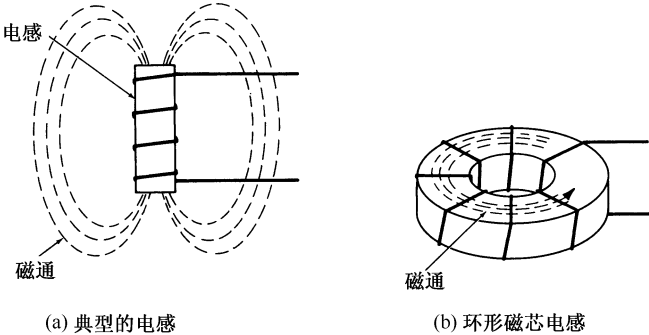


图 1.22 环形电感的自屏蔽效应

1.5.1 磁芯的性质

前面笼统地讨论了应用磁芯的相对优缺点, 接下来讨论典型环形磁芯的特性, 这将有助于读者为具体的应用场合选择合适的磁芯。图 1.23 是磁芯的典型磁化曲线。曲线简单地反

映了电感中外加磁场强度(H)和产生的磁通密度(B)的关系。当磁场强度从零开始增加(通过增大外加信号电压)时,与电感线圈交链的磁感应强度也几乎呈线性增加。磁感应强度与磁场强度的比值称为材料的磁导率,这一关系已多次提及。

$$\mu = B/H \text{ (韦伯 / 安培} \cdot \text{匝)} \quad (1.9)$$

因此,磁导率就是衡量材料将激励的电信号转换为磁感应强度的情况的一个简单参数。转换能力越强,该材料的磁导率就越高。

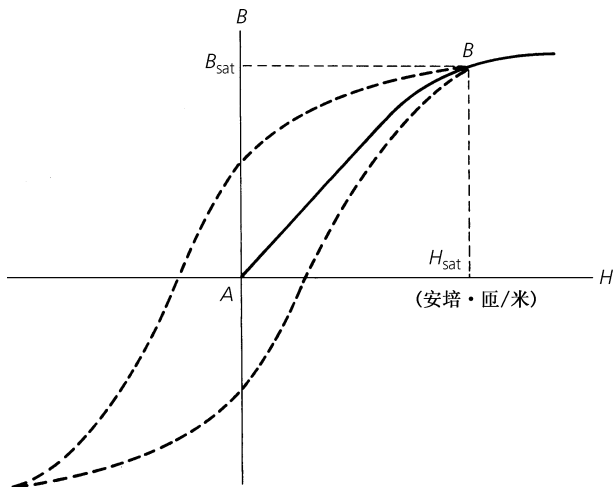


图 1.23 典型磁芯的磁滞曲线

如前所述,磁化曲线的初始阶段是线性的。在曲线的这段线性区,其磁导率通常是确定的,在很多磁芯相关的文献中通常称其为初始磁导率。然而随着外加激励的增大,当到达某一点时,磁感应强度不再随磁场强度呈线性增加,曲线的斜率越变越小,进一步增加激励就可能导致磁饱和。 H_{sat} 表示激励的饱和点,超过该值的更大激励也不会使磁感应强度有所增加(B_{sat}),该点以上的磁导率与空气相同。通常在射频电路应用中,要保持激励强度足够小,使其在线性区内工作。

不同的磁芯磁感应强度饱和点 B_{op} 不一样,具体取决于磁芯材料的大小和形状。因此,务必要仔细阅读和理解制造商所提供的描述你所用到的磁芯的说明书。一旦知道了磁芯的磁感应强度饱和点 B_{op} ,就很容易判断该磁芯在具体电路应用中会不会发生饱和。磁芯在电路工作中磁感应强度饱和点 B_{op} 由下式给出:

$$B_{\text{op}} = \frac{E \times 10^8}{(4.44)f N A_e} \quad (1.10)$$

其中, B_{op} 是磁感应强度,单位是高斯(Gs); E 是电感两端均方根电压值的最大值,单位是伏特(V); f 是频率,单位是赫兹(Hz); N 是线圈匝数; A_e 是磁芯的有效截面面积,单位是平方厘米(cm^2)。

因此,如果在一个具体的应用中计算得到的 B_{op} 小于说明书所给的值,则磁芯就不会出现饱和,而且它的工作几乎是线性的。

另一个需要了解的特性是磁芯的内部损耗。前面曾提及,随意在空心电感中加入磁芯的话可能会导致 Q 值下降。这一概念看起来与目前所学到的有些矛盾,所以让我们进一步细致考察一下。

为方便起见, 将图 1.15 所示空心电感的等效电路重绘于图 1.24(a) 中。这一电感的 Q 值是

$$Q = \frac{X_L}{R_s} \tag{1.11}$$

其中, $X_L = \omega L$, R_s 表示线圈的电阻。

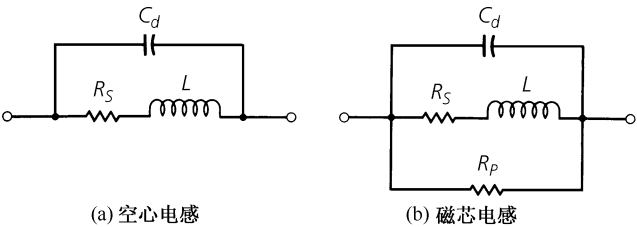


图 1.24 空心电感和磁芯电感的等效电路

如果在电感中加入磁芯, 则其等效电路就变成如图 1.24(b) 所示的形式。用电阻 R_p 表示磁芯本身带来的损耗, 这种损耗具体表现为磁滞现象。磁滞是一种功率损耗, 由材料中的磁偶极子随激励变化重新排列和感应电压导致的内部涡流引起。在某种意义上, 这两种内部损耗都是各种磁芯所固有的, 也是不可避免, 共同使电感的效率降低, 即增加了电感损耗。那么磁芯电感的 Q 值又该如何变化呢? 回答这一问题并不容易, 请记住, 当磁芯插入一个已有的电感时, 电感量增加了, 因此, 对于给定的频率, 其电抗成比例增加。为确定此时电感的 Q 值, 必须回答一个问题, 即电感量和损耗是按什么规律增加的? 显然, 如果使用的是环形磁芯, 电感和损耗是同时倍增, 则 Q 值保持不变。然而, 如果线圈损耗是原来的 4 倍, 而电感量只是原来的 2 倍, 则 Q 值减少一半。

如果现在还不清楚, 则必须记住加入磁芯所引入的额外损耗并不是一个常数, 而是一个随频率变化的量(通常增加)。因此, 对于用到的每一种磁芯, 设计者必须要有一整套完整的制造商所提供的资料。

环形磁芯制造商通常发布的数据资料包含了利用具体磁芯设计电感和变压器所需的全部信息(图 1.25 和图 1.26 给出了典型的规格和数据资料)。然而, 大多数情况下, 不同的厂商会以各自的方式提供这些数据, 必须仔细地从中提取所需信息, 保证准确无误, 并列表以便能够用于后续的设计过程中, 这可不是件像说一说那么简单的事。本章后面要利用图 1.25 和图 1.26 提供的资料设计一对磁环电感, 以便了解一点那些差异。表 1.2 列出了常用术语以及相应的符号和单位。

表 1.2 磁环电感的符号与定义

符 号	含义(描述、定义)	单 位
A_c	磁芯的可供资用的截面面积。在具体的磁芯上为绕线圈的面积(垂直于导线方向)	cm^2
A_e	磁芯的有效面积。等效的无缝隙磁芯的截面面积	cm^2
A_L	电感系数, 对于具体磁芯, 该系数表明了电感量和匝数的关系	nH/turn^2
B_{sat}	磁芯的饱和磁感应强度	Gs
B_{op}	磁芯在外加电压下工作时的磁感应强度	Gs
l_e	磁路的有效长度	cm
μ_i	初始磁导率, 这是磁芯在低信号激励时线性区的有效磁导率	数值

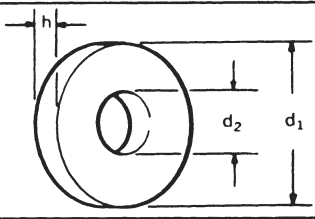
BROAD BAND-RATED FERRAMIC COMPONENTS

- Values measured at 100 KHz, T = 25°C.
- Temperature Coefficient (TC) = 0 to +0.75% /°C max., -40 to +70°C.
- Disaccommodation (D) = 3.0% max., 10-100 min., 25°C.
- Hysteresis Core Constant (η_i) measured at 20 KHz to 30 gauss (3 milli Tesla).
- For mm dimensions and core constants, see page 30.

Nom. μ_i 2500

MECHANICAL SPECIFICATIONS

	PART NUMBER				TOL	UNITS
	AA-01	AA-02	AA-03	AA-04		
d ₁	0.135	0.155	0.230	0.100	±0.005	in.
d ₂	0.065	0.088	0.120	0.050	±0.005	in.
h	0.055	0.051	0.060	0.050	±0.005	in.



ELECTRICAL SPECIFICATIONS

	PART NUMBER				TOL	UNITS
	AA-01	AA-02	AA-03	AA-04		
A _L	510	365	495	440	±20%	nH/turn ²
X _p /N ²	0.320	0.229	0.310	0.276	±20%	ohm/turn ²
R _p /N ²	10.4	7.5	10.0	8.9	min.	ohm/turn ²
Q	54	54	54	54	min.	
V _{rms}	7.9	7.1	13.6	5.1	max.	mv
η_i	1,480	1,400	0,920	2,150	max.	VSA ⁻² H ^{-3/2}

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES — Part Numbers: AA-01, AA-02, AA-03 and AA-04

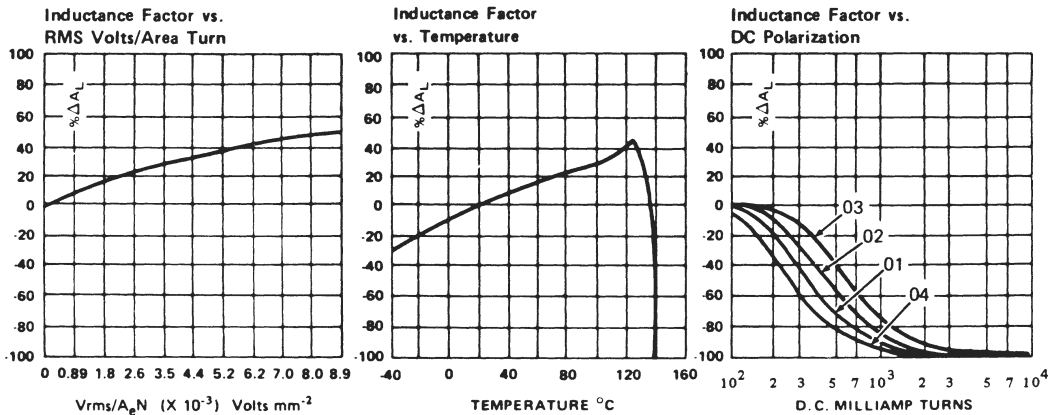


图 1.25① 普通型号环形铁氧体磁芯的典型数据

① 此图为厂商提供的资料，其中符号的正斜体未做修改。余同。——编者注

IRON-POWDER TOROIDAL CORES

Core size	PHYSICAL DIMENSIONS				
	Outer Diam. (in)	Inner Diam. (in)	Height (in)	Cross Sect. Area (cm) ²	Mean Length (cm)
T-225A --	2.250	1.400	1.000	2.742	14.56
T-225 --	2.250	1.400	.550	1.508	14.56
T-200 --	2.000	1.250	.550	1.330	12.97
T-184 --	1.840	.960	.710	2.040	11.12
T-157 --	1.570	.950	.570	1.140	10.05
T-130 --	1.300	.780	.437	.930	8.29
T-106 --	1.060	.560	.437	.706	6.47
T- 94 --	.942	.560	.312	.385	6.00
T- 80 --	.795	.495	.250	.242	5.15
T- 68 --	.690	.370	.190	.196	4.24
T- 50 --	.500	.303	.190	.121	3.20
T- 44 --	.440	.229	.159	.107	2.67
T- 37 --	.375	.204	.128	.070	2.32
T- 30 --	.307	.150	.128	.065	1.83
T- 25 --	.255	.120	.096	.042	1.50
T- 20 --	.200	.088	.070	.034	1.15
T- 16 --	.160	.078	.060	.016	0.75
T- 12 --	.120	.062	.050	.010	0.74

IRON - POWDER MATERIAL vs. FREQUENCY RANGE

Higher Q will be obtained in the upper portion of a materials frequency range when smaller cores are used. Likewise, in the lower portion of a materials frequency range, higher Q can be achieved when using the larger cores.

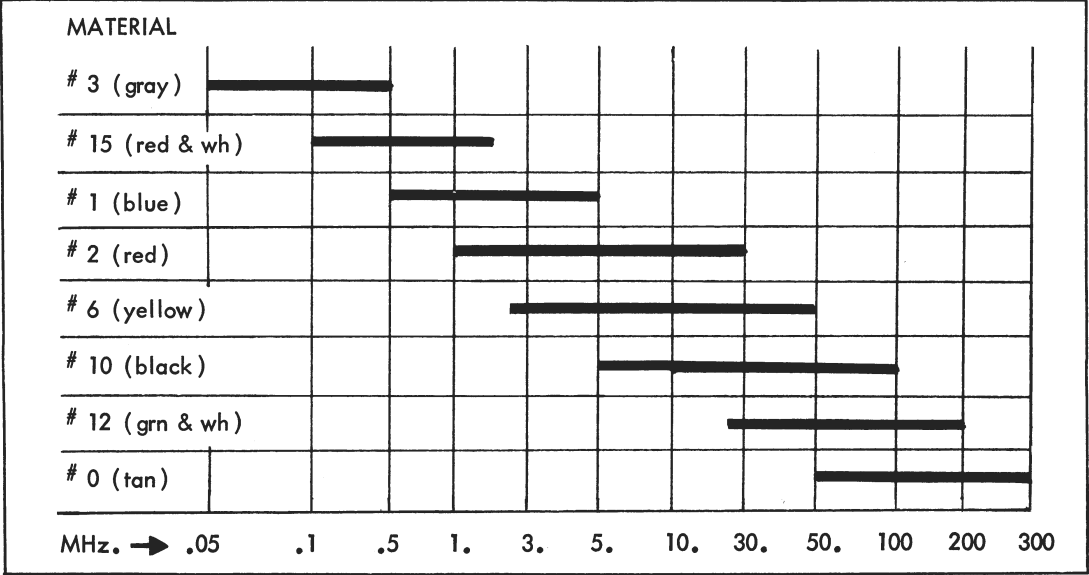


图 1.26 环形铁芯参数