

无源器件

实际的元器件都不是理想的,它们的特性与理论上的元器件有偏差(Whalen and Paludi, 1977),了解这些偏差对于这些元器件的合理使用很重要。本章讨论无源电子器件的这些特性对器件性能的影响和(或)在降噪电路中的应用。

5.1 电容器

电容器常按它们的介质材料分类。不同类型电容器的性能不同,使它们适用于某些应用,而不适用其他的应用。实际的电容器不只是纯粹的电容,也有电阻和电感,如图 5-1 中的等效电路图所示。 L 是等效串联电感(ESL),来自导线和电容器。 R_2 是并联泄漏电阻,它是电介质材料体电阻率的函数。 R_1 是电容器等效串联电阻(ESR),它是电容器耗散因数的函数。

工作频率是选择电容器时考虑的最重要的因素之一。电容器的最大有用频率通常受电容器及其导线感应系数的限制。在某些频率,电容器与其自身的电感产生自谐振。低于自谐振频率,电容器是电容性的,它的阻抗随频率升高而降低;高于自谐振频率,电容器是电感性的,它的阻抗随频率升高而增大。图 5-2 表示 $0.1\mu\text{F}$ 纸质电容器阻抗随频率的变化,可以看出这个电容的自谐振频率约为 2.5MHz ,任何外部导线或 PBC 走线都会降低谐振频率。

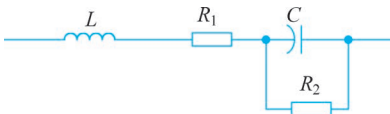


图 5-1 电容器等效电路

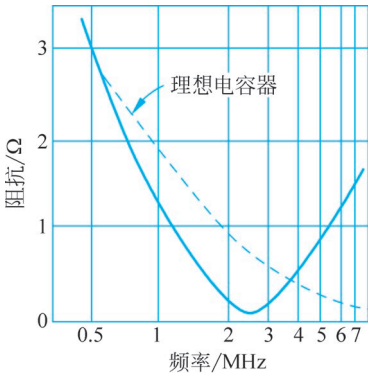


图 5-2 $0.1\mu\text{F}$ 纸质电容器阻抗随频率的变化

表面安装电容器,由于尺寸小且没有导线,相比有导线电容器,其电感显著降低,因此,它们是更有效的高频电容器。一般来说,电容器封装尺寸越小,电感越低。典型的表面安装、多层陶瓷电容器的电感为 $1\sim 2\text{nH}$ 。具有 1nH 串联电感的 $0.01\mu\text{F}$ 表面安装电容器的自谐振频率为 50.3MHz 。特殊的封装设计,包括多股绞合导线,可将电容器的等效电感降低至几百微微亨利。

图 5-3 显示不同类型电容器的近似可用频率范围。高频限制是自谐振或介质吸收增大引起的。低频限制是由该种类型电容器可用的最大实际电容量决定的。

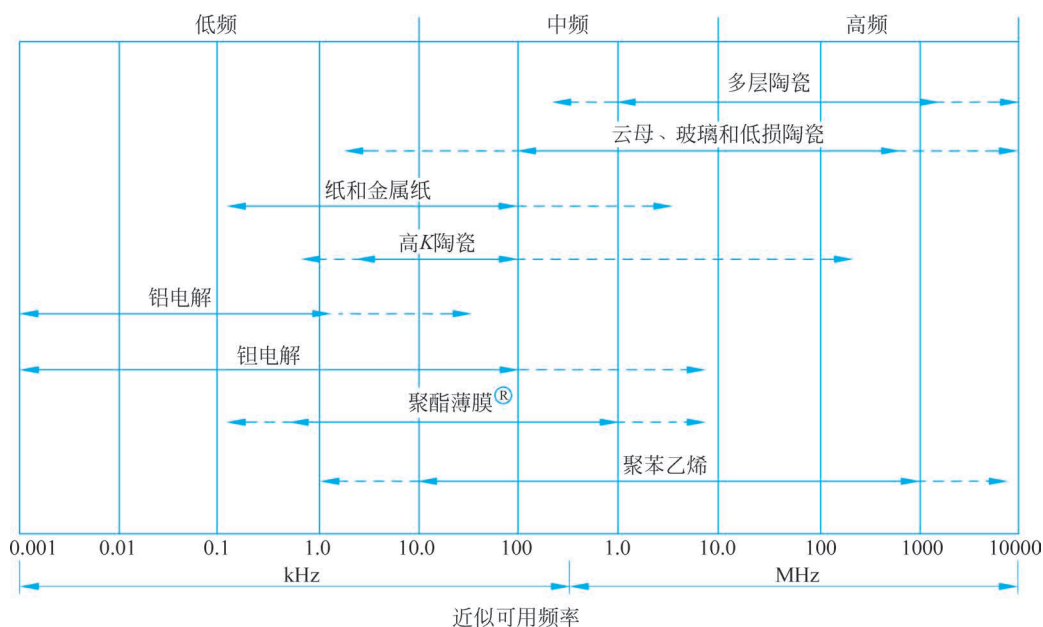


图 5-3 不同类型电容器的近似可用频率范围

5.1.1 电解电容器

电解电容器最主要的优点是电容量大且能置于小的封装中。电解电容器的电容体积比大于其他任何类型的电容器。

使用电解电容器时,一个重要的考虑是电容器是有极性的,电容器两端必须维持适当极性的直流电压。非极性电容器可由两个电容值相等、额定电压相同但极性方向相反的电解电容器串联而成。合成电容量是每个电容器的一半,额定电压值与单个电容器相等。如果是额定电压不相等的电容器串联,合成的额定电压是额定电压最低的电容器电压。

电解电容器可以分为两类,铝电解电容器和钽电解电容器。

铝电解电容器有 1Ω 或更大的串联电阻,典型电阻值是零点几欧姆。串联电阻随频率而增大,这是因为存在介质损耗。串联电阻还随温度的降低而增大,在 -40°C 时,串联电阻值可能是 25°C 的 $10\sim 100$ 倍。由于尺寸大,铝电解电容器的电感也大,因此是低频电容器,通常不用于频率高于 25kHz 的情况,而通常用于低频滤波、旁路和耦合。为达到最大使用寿命,铝电解电容器应工作在额定电压的 $80\%\sim 90\%$ 下,低于额定电压 80% ,工作也不会更可靠。

当铝电解电容器用于交流电路(AC)或脉冲电路(DC)时,纹波电压不应超过最大额定纹波电压,否则会发生内部过热。通常,最大纹波电压标定在 120Hz ,这是全波桥式整流电路中

滤波电容器的典型工作频率。温度是老化的主要因素,电解电容器工作时不应超出其最大温度范围。

固态钽电解电容器与铝电解电容器比较,具有较小的串联电阻和较高的电容体积比,但价格较高。钽电容器的串联电阻比等电容值的铝电容器低一个数量级。固态钽电解电容器的电感比铝电解电容器小,可以用于更高的频率,比如几 MHz。总体来说,在使用时间、温度和振动方面比铝电解电容器更稳定。不像铝电解电容器,固态钽电容器随电压的降低可靠性提高,通常应工作于 70% 的额定电压或更低。在 AC 或脉动 DC 应用中,纹波电压不应超过最大额定纹波电压,否则电容器的可靠性会因内部过热而受影响。钽电容器分为导线安装和表面贴装两种类型。

5.1.2 薄膜电容器

薄膜电容器和纸介电容器的串联电阻比电解电容器小很多,但仍有相似的电感,它们的电容体积比小于电解电容器,通常电容器可到几微法。作为中频电容器使用可以高达几兆赫。在现代应用中,薄膜电容器,如 Mylar^{*}(聚酯)、聚丙烯、聚碳酸酯或聚苯乙烯,用于替代纸介电容器。这些电容器通常工作在 1MHz 以下,用于电路滤波、旁路、耦合、定时和噪声抑制。

聚苯乙烯电容器有相当低的串联电阻、稳定的电容频率性能和优良的温度稳定性能。在讨论的所有电容器中,中频电容器在各个方面最接近理想电容器。它们通常用于一些精密应用,如滤波器。这些应用需要相对于时间和温度的稳定性,以及精确的电容值。

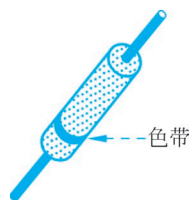


图 5-4 管状电容器上的色带表示连接到的外部金属箱的导线,这个导线应接地

纸介电容器和薄膜电容器通常卷成管状,这些电容器通常在一端有条环绕的色带,如图 5-4 所示。有时色带仅用一个点代替,连接到色带或点一端的导线连接到电容器的外部金属箔。尽管电容器没有极性,色带端应尽可能接地或接公共参考电位端。通过这种方式,电容器的外部金属箔能作为一个屏蔽层,减小耦合到电容器或从电容器耦合出来的电场。

5.1.3 云母和陶瓷电容器

云母和陶瓷电容器的串联电阻和电感低,所以是高频电容器,如果导线很短,频率高达 500MHz。一些表面安装电容器可用于 GHz 频段。这些电容器通常用于射频(RF)电路,用于滤波、旁路、耦合、定时和鉴频及高速数字电路中的去耦合。除了高 K 陶瓷电容器,通常它们对于时间、温度和电压性能很稳定。

陶瓷电容器用于高频电路已将近 100 年,最初的陶瓷电容器是“圆片电容器”。然而,由于近几十年来陶瓷电容器技术的长足发展,现在陶瓷电容器已有许多不同的样式、形状和尺寸,它们是高频电容器的“主力军”。

云母介电常数低,因此,相对于电容值,云母电容器尺寸大些。综合陶瓷电容器技术的巨大进步和云母电容器的低电容体积比性能,在许多低压、高频应用中,陶瓷电容器代替了云母电容器。由于云母的介质击穿电压高,通常可达到千伏量级,因此云母电容器仍用于许多高压射频领域,如无线电发射机中。

* Mylar 是 DuPont 注册的商标, Wilmington, DE。

多层陶瓷电容器(MLCCs)由多层陶瓷材料组成,通常是钛酸钡介质,用交叉的金属电极分隔,其结构如图 5-5 所示,连接电极位于结构的终端,这种结构等效于并联了许多电容器。一些 MLCCs 有几百层陶瓷,每一层仅厚几微米。

这种结构的优点是可以加倍每一层的电容,总电容值等于每层的电容值乘以层数,同时分割每层的电感,总的电感值等于每层的电感值除以层数。多层结构的电容器结合表面贴装技术可以产生几乎理想的高频电容器。一些小值(如几十 pF)表面贴装的 MLCCs 在若干吉赫频率范围内可能还有自谐振。

大部分 MLCCs 的电容值为 1μF 或更低,额定电压值为 50V 或更低。额定电压值受限于小的层间隙。然而,间隙小、层数多相结合,制造商可以制造出 10~100μF 的大电容的 MLCC。MLCCs 是优异的高频电容器,通常用于高频滤波及数字逻辑去耦合。

高 K 陶瓷电容器是唯一的中频电容器,其性能相对于时间、温度和频率不稳定。与标准陶瓷电容器相比,高 K 陶瓷电容器最主要的优点是电容体积比大,通常用于非关键部分的旁路、耦合和隔离。高 K 陶瓷电容器的另一个缺点是电压瞬变可能损坏。因此,不推荐作为旁路电容器直接跨接在低阻抗电源上。

表 5-1 是不同类型的电容器在常规使用和过电压使用时典型的失效方式。

表 5-1 不同类型的电容器典型的失效方式

电容器类型	通常使用	过电压
铝电解	开路	短路
陶瓷	开路	短路
云母	短路	短路
聚酯薄膜	短路	短路
金属化聚酯薄膜	泄漏	噪声
固体钽	短路	短路

5.1.4 穿心电容器

表 5-2 表示小陶瓷电容器导线长度对谐振频率的影响。为保持较高的谐振频率,应优先选用可用的最小值的电容器。

表 5-2 陶瓷电容器自谐振频率

电容值/pF	自谐振频率/MHz	
	1/4in 导线	1/2in 导线
10000	12	—
1000	35	32
500	70	65
100	150	120
50	220	200
10	500	350

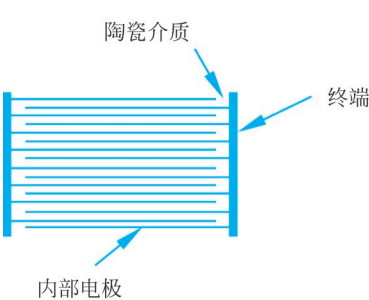


图 5-5 多层陶瓷电容器的结构

如果谐振频率不能保持在关注的频率之上,这种频率通常是谐振频率的许多倍,那么高于谐振频率的电容器的阻抗由电感确定。在这种条件下,任何电容值的电容器将有相同的高频阻抗,较大的电容值可以提高低频性能。在这种情况下,降低电容器高频阻抗的唯一方法是减小电容器和导线的电感。

值得注意的是,在串联谐振频率,电容器的阻抗(图 5-2)实际上低于理想电容器的阻抗(没有电感),但是高于谐振频率,电感会使阻抗随频率增大。

使用安装在金属机壳上或穿过机壳的穿心电容器,其谐振频率会增大。图 5-6 表示安装在机壳或屏蔽体上的电容器及其示意图。穿心电容器是三端口器件,导线和电容器壳间存在电容,两个导线间没有电容。因为没有连接导线,穿心电容器接地电感很低。与信号导线串联的引线电感实际上改进了电容器的效率,这是因为它使穿心电容器变成了 T 形低通滤波器。图 5-7 表示标准电容器与穿心电容器的等效电路,包括导线电感。因此,穿心电容器的高频性能非常好。图 5-8 表示 $0.05\mu\text{F}$ 穿心电容器和 $0.05\mu\text{F}$ 标准电容器阻抗的频率特性。图中清楚地显示穿心电容器改善(降低)了高频性能(阻抗)。

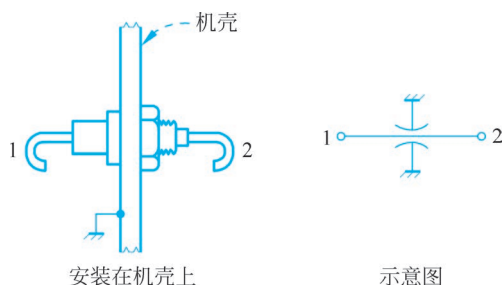


图 5-6 典型穿心电容器

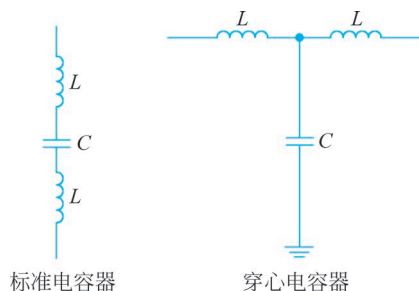
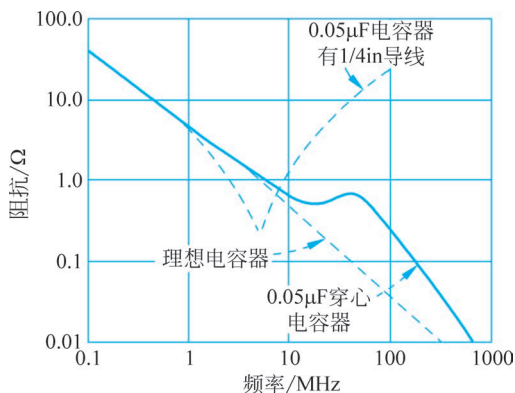


图 5-7 标准电容器和穿心电容器的等效电路

图 5-8 $0.05\mu\text{F}$ 电容器的阻抗,显示穿心电容器改善了高频性能

穿心电容器通常用于馈电(AC 或 DC)和馈送其他低频信号到电路,同时将电源线或信号线上的高频噪声旁路到接地。这些电容器非常有效,但比标准电容器昂贵。

5.1.5 并联电容器

在从低频到高频的整个频率范围内,单个电容器无法提供满意的性能。为了在这个频率范围内实现滤波,通常用两种不同类型的电容器并联。例如,使用一个电解电容器为低频滤波提供大电容值,并联一个小的低电感云母或陶瓷电容器,为高频提供低阻抗值。

电容器并联时会出现谐振问题,这是由于电容器和导线电感相互交联产生并联和串联谐振。这种情况导致在某些频率出现大的阻抗峰值,当这些并联电容器的电容值相差较大,或这些电容器间的连线较长时会带来严重后果,详见 11.4.3 节和 11.4.4 节。

5.2 电感器

电感器可以按照绕制线圈芯的类型分类。最常用的两种分类是空心(任何非磁性材料都属于这一类)和磁芯。磁芯电感器又可根据磁芯是开口还是闭合进一步细分。理想电感器只有电感,但实际的电感器还有线圈中的串联电阻和分布电容。图 5-9 表示的是电感器的等效电路,电容用一个集总并联电容器表示,因此在某些频率有并联谐振。

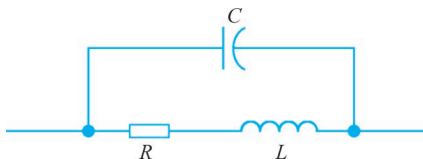


图 5-9 电感器的等效电路

电感器的另一个重要特性是对杂散磁场具有敏感性,并产生杂散磁场。空心或开路磁芯电感器更容易造成干扰,因为磁通从电感器穿过较长距离,如图 5-10(a)所示。绕在闭合磁芯上的电感器可以有效降低外部磁场,因为几乎全部磁通都留在磁芯中,如图 5-10(b)所示。

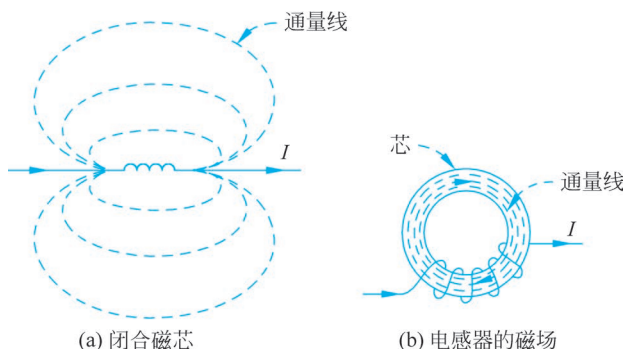


图 5-10 空心

就对磁场的敏感性而言,磁芯电感器比空心的更敏感。开路磁芯电感器最敏感,因为低磁阻的磁芯聚集外部的磁场,使更多的磁通穿过磁芯。事实上,开路磁芯电感器(棒状磁芯)常用于小的 AM 收音机的接收天线。而闭合的磁芯比开路的磁芯敏感性差,但比空心的强。

通常需要屏蔽电感器,把它们的磁场和电场限制在一个有限的空间中。用铜、铝等低阻抗材料作屏蔽限制电场。在高频段,因为屏蔽体内产生涡电流,这些屏蔽也阻碍磁通穿过。在低频段,必须用高磁导率的磁性材料限制磁场*。

例如,高质量的音频变压器通常用镍铁高磁导合金屏蔽。

5.3 变压器

通常在一个磁芯上耦合两个或多个电感器,就形成了变压器。变压器通常用于电路隔离电流。例如,隔离变压器用于断开接地回路,如图 3-34 所示。在这种情况下,唯一起作用的

* 对磁场屏蔽的详细分析见第 6 章。

耦合就是磁场耦合。实际的变压器不是理想变压器，初级和次级绕组间存在电容，如图 5-11 所示，这就使噪声从初级耦合到次级。

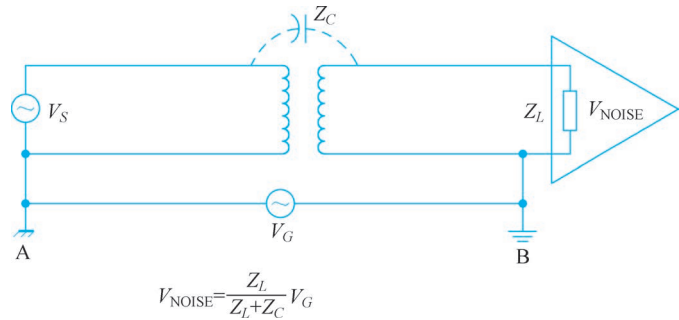


图 5-11 实际的变压器在初级和次级绕组间存在电容及磁耦合

这种耦合可以利用静电屏蔽或法拉第屏蔽消除(在两个绕线间放置接地导体)，如图 5-12 所示。如果设计合理，屏蔽不会影响磁耦合，如果屏蔽接地，就会消除电容耦合。图 5-12 中屏蔽必须在 B 点接地，如果在 A 点接地，屏蔽体的电位是 V_G ，仍然通过电容器 C_2 将噪声耦合到负载。因此，变压器应放置在负载附近以简化屏蔽和 B 点的连接。通用的原则是，将屏蔽连接在噪声源的另一边。

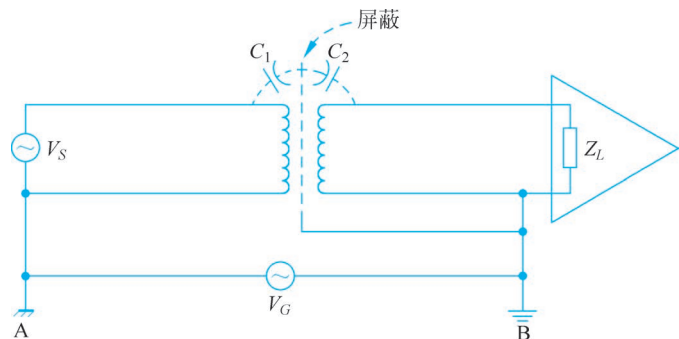


图 5-12 变压器线圈之间接地的静电屏蔽切断电容耦合

用两个未屏蔽的变压器也可以实现静电屏蔽，如图 5-13 所示。 T_2 的初级线圈必须接地，最好用中心抽头。 T_1 的次级线圈，如果有中心接头，也可以接地，使 C_2 的一端接近地电位。如图 5-13 所示，如果变压器没有中心抽头，变压器之间的一个导体可以接地。这种结构与专门设计带静电屏蔽的变压器相比效率更低。但是图 5-13 中的结构，可以用于实验室确定静电屏蔽变压器能否有效降低耦合到电路中的噪声。

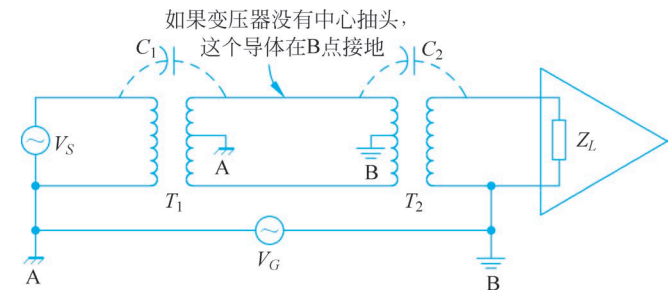


图 5-13 用两个未屏蔽的变压器实现静电屏蔽

5.4 电阻器

固定电阻器可以分为以下 3 种基本类型：①绕线式；②薄膜式；③合成式。电阻的精确等效电路取决于电阻的类型和生产工艺,但是如图 5-14 中的电路适用于大多数情况。典型的合成式电阻,并联电容是 0.1~0.5pF 数量级,电感主要是导线电感,除了绕线电阻。对于绕线电阻,电阻体是电感的最大贡献者。除了绕线电阻或其他类型的低电阻值的电阻器,在电路分析中,电感通常被忽略。然而,电阻器的电感使其对外部磁场敏感。外部导线的电感可近似使用表 5-4 中的数据。

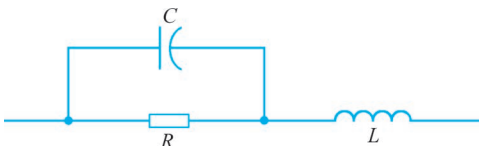


图 5-14 电阻的等效电路

当使用高阻值的电阻器时,并联电容很重要。例如,一个 22MΩ 电阻器具有 0.5pF 的并联电容,在 145kHz 时,容抗约为电阻的 10%。如果电阻器用在高于此频率的电路中,电容就可能影响电路的性能。

表 5-3 表示一个 1/2W 碳电阻器不同频率时的阻抗幅度和相位角的测量值。标称电阻值是 1MΩ,注意在 500kHz 时阻抗幅度降到 560kΩ,相位角为 -34°,因此容抗变得很重要。

表 5-3 1MΩ、1/2W 的碳电阻器在不同频率时阻抗的测量值

频率/kHz	阻 抗	
	幅度/kΩ	相位角/(°)
1	1000	0
9	1000	-3
10	990	-3
50	920	-11
100	860	-16
200	750	-23
300	670	-28
400	610	-32
500	560	-34

电阻器中的噪声

所有电阻器,不管是什么结构,都会产生噪声电压。该电压源于热噪声等噪声源,如散粒噪声和接触噪声。热噪声是不能消除的,但其他噪声源可以降低或消除。因此,总噪声电压等于或稍大于热噪声电压。这将在第 8 章中介绍。

在 3 种基本电阻器类型中,绕线电阻器噪声最小。高质量绕线电阻器的噪声不会比热噪声大。另一极端是合成电阻器,它的噪声最大。除了热噪声,合成电阻器还有接触噪声,这是因为这种电阻器由许多分离的颗粒组成。合成电阻器中无电流通过时,噪声接近热噪声。有电流通过时,附加的噪声与电流成正比。图 5-15 表示 10kΩ 碳合成电阻器频率和电流对噪声电压的影响。低频时主要是接触噪声,与频率成反比。噪声电平截止频率的噪声值等于热噪声,不同类型电阻器的噪声截止频率差别较大,还取决于电流值。

薄膜型电阻器的噪声比合成电阻器小很多,但比绕线电阻器大。它的附加噪声也是接触噪声,但是因为其材料更均匀,噪声比合成电阻器小很多。

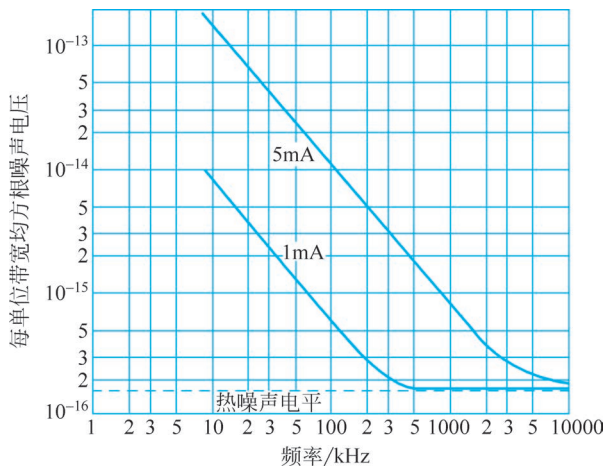


图 5-15 10kΩ 碳合成电阻器频率和电流对噪声电压的影响

影响电阻器噪声的另一个重要因素是额定功率。如果两个相同类型、相同阻值的电阻器消耗相同的功率,额定功率较高的电阻器一般噪声较低。Campbell 和 Chipman(1949)的研究数据表明,1/2W 和 2W 的合成电阻器工作在相同条件下,均方根噪声电压比大约为 3。这种差异是由式(8-19)(第 8 章)中的 K 因子造成的,它是可变的,取决于电阻器的几何形状。

可变电阻器除了产生固定电阻器的固有噪声,还有触点接触产生的噪声。该附加噪声正比于通过电阻器的电流及其电阻。为了降低这种噪声,应减小通过电阻器的电流及其自身的电阻。

5.5 导线

通常不将导线作为一种元件,然而,其性能对于噪声和电路的高频性能非常重要。在很多情况下,导线实际上是电路的重要元件。对于长度是波长几分之一的导线而言,最重要的两个特性是电阻和电感。电阻是明显的,但电感常被忽视。在很多情况下,电感比电阻更重要。即使在相对较低的频率,通常导线的感抗比电阻大。

5.5.1 圆导线的电感

若圆直导线的直径是 d ,中心位于接地平面上方 h 处,则外部回路的电感为

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{4h}{d} \text{ (H/m)} \quad (5-1)$$

假设 $h > 1.5d$,自由空间的磁导率 μ 是 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m,则式(5-1)可改写为

$$L = 200 \ln \frac{4h}{d} \text{ (nH/m)} \quad (5-2a)$$

变换单位为 nH/in,则

$$L = 5.08 \ln \frac{4h}{d} \text{ (nH/in)} \quad (5-2b)$$

在式(5-2a)和式(5-2b)中,只要 h 和 d 单位相同,可以是任意单位,因为只取两个数的比值。

以上公式表示导线的外电感,不包括导线内部磁场的影响。总的电感实际上是内部和外

部电感之和。直导线圆截面上的电流(低频电流)分布不均匀,内电感为 1.27nH/in ,与导线尺寸无关。除非是相邻导线,与外电感相比,内电感一般被忽略。当考虑高频电流时,内电感降低很多,这是由于趋肤效应,电流都集中在导线表面附近。因此,通常外电感是唯一有影响的电感。

表 5-4 中列出了不同尺寸(gauge)圆导线的外电感与电阻。假设地面是电流返回的回路,表中数值显示导线距地面越近,电感减小;导线距地面越远,电感增大。

表 5-4 圆导线的电感与电阻

尺寸 (AWG)	直径 /in	DC 电阻 /(mΩ/in)	电感/(nH/in)		
			地面上方 0.25in	地面上方 0.5in	地面上方 1in
26	0.016	3.38	21	25	28
24	0.020	2.16	20	23	27
22	0.025	1.38	19	22	26
20	0.032	0.84	17	21	25
18	0.040	0.54	16	20	23
14	0.064	0.21	14	17	21
10	0.102	0.08	12	15	19

表 5-4 中还显示导线直径越大,电感越小。式(5-1)表明电感与导线直径是对数关系。因此,通过增大导线尺寸不容易减小电感。

对于载有均匀电流、电流方向相反的两平行圆导线,忽略导线内磁通的影响,回路电感为

$$L = 10 \ln \frac{2D}{d} \text{ (nH/in)} \quad (5-3)$$

式中, D 是两导线中心的距离, d 是导线直径。

5.5.2 矩形截面导线的电感

例如,PCB 上的迹线,矩形截面导线的回路电感可由我们熟知的关系式,即传输线特性阻抗 Z_0 等于 $\sqrt{L/C}$ 确定,因此电感为

$$L = CZ_0^2 \quad (5-4)$$

IPC-D-317A(1995)给出了位于接地平面上方 h 处窄的矩形截面迹线(微带线)的特性阻抗和电容方程,把 IPC 方程代入式(5-4),得到 PCB 矩形截面迹线的回路电感

$$L = 5.071 \ln \left(\frac{5.98h}{0.8w + t} \right) \text{ (nH/in)} \quad (5-5)$$

其中, w 是迹线的宽度, t 是厚度, h 是迹线在接地平面上方的高度。式(5-5)仅对 $h > w$ 的情况有效。在式(5-5)中, h 、 w 、 t 只要单位相同,可以是任意单位,因为只取它们的比值。

例 5-1 宽 0.080in 、厚 0.0025in 的矩形截面导线和 26Ga 圆导线的截面积相同,当两种导线都放在距接地平面上方 0.5in 处时,26Ga 圆导线的电感是 25nH/in (由式(5-2b)),而矩形导线的电感只有 19nH/in (由式(5-5)),这个结果表明,相同横截面积下,平面矩形导线的电感小于圆导线。

5.5.3 圆导线的电阻

电阻是导线的第二重要特性。导线尺寸的选择通常是由导线中最大允许值的 DC 电压降

决定的。DC 电压降是导线电阻和最大电流的函数。导线每单位长度的电阻可以写为

$$R = \frac{\rho}{A} \quad (5-6)$$

其中, ρ 是导体的电阻率(电导率 σ 的倒数), A 是电流通过的横截面积。对于铜, ρ 等于 $1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ ($67.87 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{in}$)。直流时电流均匀分布在导线的横截面上, 圆截面导线的直流电阻为

$$R_{\text{DC}} = \frac{4\rho}{\pi d^2} \quad (5-7)$$

其中, d 是导线直径。如果 ρ 的单位是 $\Omega \cdot \text{m}$, d 的单位是 m , R_{DC} 的单位就是 Ω/m 。如果 ρ 的单位是 $\Omega \cdot \text{in}$, d 的单位是 in , R_{DC} 的单位就是 Ω/in 。表 5-4 中列出了不同尺寸圆导线的电阻。

高频时趋肤效应造成导线电阻增大。趋肤效应是由于导线中电流产生的磁场, 使电流集中到导体的外表面附近。趋肤效应将在 6.4 节中讨论。随着频率的增大, 电流集中在导线表面越来越薄的环形区域中(见图 P5-7)。电流流过的截面积减小, 电阻增大。因此, 高频时所有的电流都是表面电流, 空心圆筒导线的交流电阻与实心导线相同。

对于实心圆铜导线, 交流和直流电阻的关系如下式所示(Jordan, 1985):

$$R_{\text{AC}} = (96d \sqrt{f_{\text{MHz}}} + 0.26) R_{\text{DC}} \quad (5-8)$$

其中, d 是圆导线的直径, 单位是 in ; f_{MHz} 是频率, 单位是 MHz 。在 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 大于 0.01 (d 的单位是 in) 时, 式(5-8)精确度在 1% 以内。当 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 小于 0.08 时, 方程不能使用。对于 22-gauge 导线, 若频率大于 0.15 MHz, 则 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 大于 0.01。对于 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 小于 0.004, AC 电阻与 DC 电阻相差 1%, 如果导线材料不是铜, 式(5-8)第一项必须乘以系数

$$\sqrt{\frac{\mu_r}{\rho_r}}$$

其中, μ_r 是导线材料相对于铜的相对磁导率, ρ_r 是相对电导率。不同材料的相对磁导率和电导率在表 6-1 中列出。

把式(5-7)代入式(5-8), 假设频率足够高, 0.26 可以忽略, 对于圆导线的交流电阻得到下式:

$$R_{\text{AC}} = \frac{8.28 \times 10^{-2} \sqrt{f_{\text{MHz}}}}{d} (\text{m}\Omega/\text{in}) \quad (5-9a)$$

其中, d 的单位是 in 。当 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 大于 0.03 (d 的单位是 in) 时, 式(5-9a)的精度在 10% 以内。1.5 MHz 以上时适用于 22-gauge 线。当 $d \sqrt{f_{\text{MHz}}}$ 大于 0.08 时, 式(5-9a)的精度在百分之几以内。

单位变为 $\text{m}\Omega/\text{m}$, 则

$$R_{\text{AC}} = \frac{82.8 \sqrt{f_{\text{MHz}}}}{d} (\text{m}\Omega/\text{m}) \quad (5-9b)$$

其中, d 的单位是 mm 。

式(5-9)表明, 导线的交流电阻与频率的平方根成正比。

5.5.4 矩形截面导线的电阻

导线的交流电阻可能随其形状的改变而降低。在相同截面积下, 矩形导线的交流电阻比

圆导线的小,因为矩形导线表面积(周长)较大。需记住,高频电流只在导体的表面流过。因为矩形导线与圆导线相比,相同截面积下,具有较低的交流电阻和较小的电感,所以矩形导线是较好的高频导线。平带线或编织线常用作接地导线。

对于宽度为 w 、厚度为 t 的矩形导线,直流电流均匀分布在导线的横截面上,由式(5-6),直流电阻为

$$R_{DC} = \frac{\rho}{wt} \quad (5-10)$$

考虑到大部分高频电流集中在大约一个趋肤深度的导线表面内,孤立矩形导线的交流电阻容易计算。如图 5-16 所示,电流通过的截面积等于 $2(w+t)\delta$,其中 w 和 t 分别是矩形导线的宽度和厚度, δ 是导线材料的趋肤深度。假设 $t > 2\delta$,将 $2(w+t)\delta$ 作为面积代入式(5-6),可得

$$R_{AC} = \frac{\rho}{2(w+t)\delta} \quad (5-11)$$

铜的趋肤深度为(式(6-11a))

$$\delta_{\text{copper}} = \frac{66 \times 10^{-6}}{\sqrt{f_{\text{MHz}}}} (\text{m}) \quad (5-12)$$

将式(5-12)代入式(5-11),得到矩形铜导线的交流电阻

$$R_{AC} = \frac{131 \sqrt{f_{\text{MHz}}}}{w+t} (\text{m}\Omega/\text{m}) \quad (5-13a)$$

其中, w 和 t 的单位是 mm。

把单位变为 $\text{m}\Omega/\text{in}$,则

$$R_{AC} = \frac{0.131 \sqrt{f_{\text{MHz}}}}{w+t} (\text{m}\Omega/\text{in}) \quad (5-13b)$$

现在, w 和 t 的单位是 in。

矩形导线的交流电阻值正比于频率的平方根,反比于导线的宽度加厚度。通常,如果 $t \ll w$,则交流电阻反比于导线宽度。

以上所有交流电阻的方程均假设是单独一根直导线。如果导线靠近另一根载流导线,交流电阻值要比这些方程的计算结果大,电阻增大是因为电流聚集在导线的一边,从而影响了另一根导线中的电流。这种电流聚集减小了电流通过铜导线的面积,因此增大了电阻。对于圆截面导线,如果相邻导线的距离在导线直径的 10 倍以上,这种影响可以忽略。

5.6 传输线

当导线的长度与其上信号的波长相当时,将不能用 5.5 节中简单的集总参数 R - L 网络表示。因为信号在导线中传输存在相移,在导线的不同位置电压和电流是不同的。在某些位置,电流(或电压)达到最大;在某些位置,电流(或电压)达到最小,甚至可能为零。因此,阻抗(电阻、电感或电容)随着在导线上的位置而变化。例如,在电流为零的位置阻抗两端没有压降,而在电流最大的位置阻抗两端压降最大。在这种情况下,信号线和回路必须作为传输线考虑,需

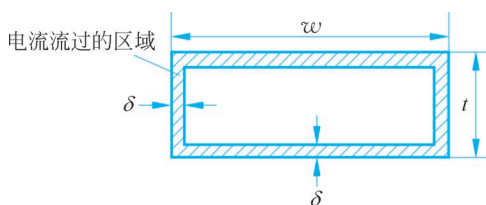


图 5-16 矩形截面导体中的高频电流集中在大约一个趋肤深度的导线表面内

使用传输线的分布参数模型。

通用的规则是,工作在频域时,如果导线的长度大于波长的 $1/10$,或者是数字信号;在时域,当信号的上升时间小于传输时延(传播速度的倒数)的 2 倍时,导线应作为传输线。

然而什么是传输线?传输线是一种导体系列,但通常不一定是两根,用于引导电磁能量从一个地方到另一个地方。对这一重要概念的理解是,将电磁场或电磁能从一点移动到另一点,没有电压或电流;电压和电流存在,但只是作为场存在的结果。我们能够根据传输线的几何尺寸和导体的数量分类,一些常用传输线类型如下:

同轴电缆(2);

微带线(2);

带状线(3);

平衡线(2);

波导(1)。

括号中的数字代表传输线中导线的数量。上面所列 5 种类型常用传输线的几何形状如图 5-17 所示。



图 5-17 常用传输线的几何形状

最常用的传输线可能是同轴电缆。在同轴电缆中,电磁能量通过内导体和外导体(屏蔽层)内表面之间的介质传输。

在印制电路板上,传输线通常由平的、矩形截面的导体组成,靠近一个或多个面(如微带线或带状线)。对于带状线,电磁能量通过导体间的介质传输。对于微带线,信号导线是在 PCB 表面层,电磁场部分在空气中传输,部分在 PCB 的介质中传输。

平衡线由相同尺寸和形状、对地和对所有其他导体阻抗都相等的两个导体组成(例如,两根平行圆导线),在这种情况下,电磁能量是通过导体周围的介质,通常是空气传输的。

波导由单个中空导体组成,用于引导电磁能量。在波导中,能量是通过导体空心传播的。在几乎所有情况下,传输媒质都是空气。波导大多用于 GHz 频率范围。不同于上述其他传输线,波导有一个重要的性能,就是不能传输直流信号。

需要注意的是,传输线的导体仅是引导电磁能量,电磁能量是在介质材料中传播的。在传输线中,电磁能量的传输速度为

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5-14)$$

其中, c 是真空中(自由空间)的光速, ϵ_r 是介质的相对介电常数,波在其中传播。介电常数越大,传播速度越低。表 4-3 列出了不同材料的相对介电常数。光速 c 约为 $300 \times 10^6 \text{ m/s}$ (12 in/ns)*,对于大多数传输线,传播速度约为 $1/3$ 光速至光速之间,取决于电介质材料。对于许多传输线中的电介质,传播速度约为真空中光速的一半,因此其中信号沿传输线传播的速度是 6 in/ns 。这个传播率是一个需要记住的有用数据。

* 光在真空中的速度实际上是 299792485 m/s (186282397 mi/s)。

重要的是记住,在传输线中以光速或接近光速传输的是电磁能量,它是在介质材料中传输而不是靠导体中的电子传输。电子在导体中的速度约为 0.01m/s (0.4in/s) (Bogatin, 2004, p. 211), 是自由空间中光速的 300 亿分之一。因此,在传输线中,最重要的材料是介质而不是导体,电磁能量(场)通过介质传播,导体仅是引导能量。

用简单的串联 R - L 网络模拟短导线,传输线必须用大量的 R - L - C - G 单元表示,理想状况下有无限多个,如图 5-18 所示。因为在传输线中的实际位置不同,这些单元不可能都是集总在一起的。用的单元越多,模型就越准确。在图 5-18 中, R 表示单位长度导体的电阻值,单位是欧姆; L 表示单位长度导体的电感值,单位是亨利; C 表示单位长度导线间的电容值,单位是法拉; 而 G 表示隔开两导线的介质材料单位长度的电导值(电阻的倒数),单位是西门子。

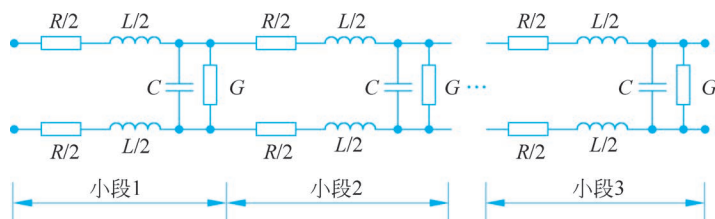


图 5-18 双导体传输线分布参数模型

大部分传输线的分析是假设仅传输横电磁波(TEM)。在 TEM 模式,电场和磁场是相互垂直的,传播方向横向于(垂直于)包含电场和磁场的平面。为了支持 TEM 模式传播,传输线必须包含两根或多根导线。因此,波导是不能支持 TEM 传播的。波导采用横电波($\text{TE}_{m,n}$)和横磁波($\text{TM}_{m,n}$)模式传输能量,下标 m 和 n 分别表示矩形波导横截面上 x 和 y 方向的半波长数。

传输线三个最重要的性能是特性阻抗、传播常数和高频损耗。

5.6.1 特性阻抗

信号进入传输线后,电磁波由导体引导沿传输线以介质中的传播速度 v 传播。电磁波将在传输线导体中感应电流,该电流沿信号导体流动,通过导体间的电容,经返回导体回到信号源,如图 5-19 所示。仅在传输波的上升前沿,电流可以通过传输线导体间的电容,这是因为只有在传输线的这个位置电压是变化的,通过电容的电流为 $I = C(\text{d}V/\text{d}t)$ 。

因为传播速度有限,注入信号一开始不知道传输线终端是什么负载,或者哪里是传输线的终端。因此,电压和电流由传输线的特性阻抗决定。图 5-19 清楚显示了一个重要的原理,传输线开路可以传输电压和电流。

按照图 5-18 所示的传输线参数,传输线特性阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5-15)$$

如果传输线是无耗的,可大大简化分析。许多实际的传输线是低损耗的,所以无耗线的方程可以描述它们的性能。对于无耗线, R 和 G 都等于零。无耗传输线模型如图 5-20 所示。将 $R=0$ 和 $G=0$ 代入式(5-15)得到熟知的、常被引用的无耗传输线特性阻抗方程

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5-16)$$

已知式(5-16)中的任意两个参数,可以计算出第三个参数,这是很重要的。通常描述传输线性能的仅是特性阻抗和单位长度的电容,因此,利用这些已知数据可以计算单位长度的电感。

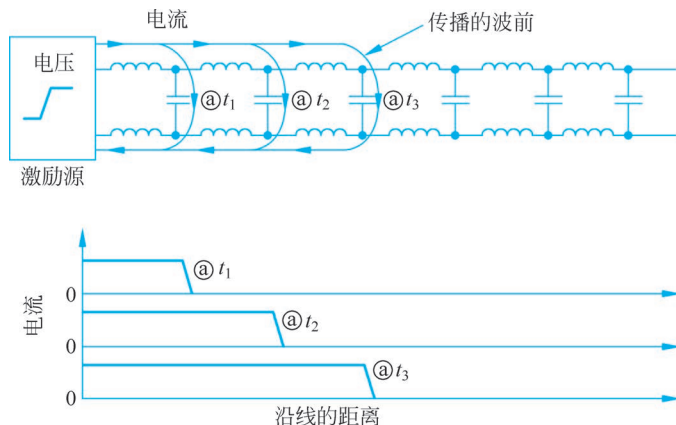


图 5-19 在传输波的上升前沿,传输线导体上流过的信号和返回电流,注意 $t_3 > t_2 > t_1$

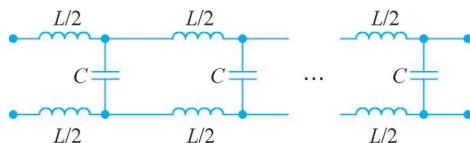


图 5-20 无耗传输线分布参数模型

传输线特性阻抗用传输线的几何尺寸表示,除了 3 种例外情况,这些特性阻抗表达式是近似的。3 种例外情况是指同轴线、圆平行双导线和平面上的一根圆导线。现有的不同传输线特性阻抗的公式相差 10%,甚至更多。许多公式只在一个有限的特性阻抗范围内是精确的。3 个较精确的公式如下:

同轴线的特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (5-17)$$

其中, r_1 是内导体的半径, r_2 是外导体的半径, ϵ_r 是导体间材料的相对介电常数。

圆平行双导线的特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r} \right)^2 - 1} \right) \quad (5-18a)$$

其中, r 是每根导线的半径, D 是两导线间的距离, ϵ_r 是导线四周材料的相对介电常数。对于 $D \gg 2r$ 的情况这个方程通常近似表示为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{r} \quad (5-18b)$$

根据问题的对称性,一根圆导线位于一平面上方 h 处,特性阻抗是相距 $2h$ 的两根圆导线特性阻抗的一半。因此,位于平面上方的圆导线的特性阻抗如下:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{h}{r} + \sqrt{\left(\frac{h}{r} \right)^2 - 1} \right] \quad (5-19a)$$

其中, r 是导线的半径, h 是导线距离平面的高度。对于 $h \gg r$ 的情况,式(5-19)可近似为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2h}{r} \quad (5-19b)$$

大部分实际传输线的特性阻抗为 $25 \sim 500 \Omega$,其中以 $50 \sim 150 \Omega$ 最常见。

5.6.2 传播常数

传播常数用于描述信号沿传输线传播时的衰减和相位的变化。按照图 5-18 中所示的参数,传输线的传播常数 γ 为

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (5-20)$$

通常传播常数是有实部和虚部的复数。如果定义实部为 α ,虚部为 β ,则传输常数可表示为

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (5-21)$$

其中,实部 α 是衰减常数,虚部 β 是相移常数。对于无耗传输线,式(5-20)的实部和虚部为

$$\alpha = 0 \quad (5-22a)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (5-22b)$$

由式(5-22a)可以看出,无耗线的衰减为零。式(5-22b)表示信号沿传输线传输时相位的变化,单位是每单位长弧度。

例 5-2 传输线的电容为 12pF/ft,电感为 67.5nH/ft,根据式(5-22b),传输线中传输 100MHz 信号会有 0.565rad/ft 或 32.4°/ft 相移,根据式(5-16),传输线的特性阻抗为 75Ω。

5.6.3 高频损耗

尽管上述无耗传输线模型可以很好地表示较宽频率范围内许多实际的传输线,但在 1MHz 到数百兆赫的许多情况下,它不能计算信号沿传输线传输的衰减。计算信号衰减,必须考虑传输线的损耗。

传输线损耗的两种基本类型如下:①源于导体电阻的欧姆损耗;②源于介质材料的介质损耗,介质吸收传播电场的能量并加热材料。类型①影响式(5-20)中的参数 R ,类型②影响式(5-20)中的参数 G 。

损耗传输线的通用方程是复数方程。为了简化计算,通常用低损耗情况近似。该近似假设 R 和 G 不是零,但很小,即 $R \ll \omega L$ 和 $G \ll \omega C$,这种假设在高频时对于大部分实际传输线是合理的。

损耗线衰减常数的推导超出了本书的范围。但是如果假设损耗很小,衰减常数(式(5-20)中的实部)可近似表示为(Bogatin, 2004, p. 374)

$$\alpha = 4.34 \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right) \text{ (dB/单位长度)} \quad (5-23)$$

其中, R 和 G 与频率有关,随频率的增大而增大。式(5-23)表示传输线单位长度的损耗,第一项是源于导体欧姆损耗的衰减,第二项是源于传输线介质材料损耗的衰减。

5.6.3.1 欧姆损耗

欧姆损耗是唯一与导体性能相关的传输线参数。其他参数都仅是介质材料和(或)传输线尺寸的函数。仅源于导体欧姆损耗的衰减为

$$\alpha_{\text{ohmic}} = 4.34 \frac{R}{Z_0} \quad (5-24)$$

其中, R 是导体的交流电阻,在前面 5.5.3 节和 5.5.4 节中作了推导。如果传输线的两个导体尺寸相差较大,如同轴线、微带线或带状线,大部分的电阻或损耗来自较小的导体,而较大导体的电阻通常被忽略。在这些情况下,较小的导体通常是信号导线,较大的导体则是返回导线。

在某些情况下,为计算返回导体的附加电阻,常用信号导体的交流电阻乘以一个修正系数,可能是 1.35。对于微带信号线,电阻值大于式(5-13)的预测值,这是因为大部分电流仅沿导线的底部流动。在这种情况下,修正系数取 1.7 比较合适。

将式(5-9a)中单位转换为 Ω/in ,再将 R 代入式(5-24),得到圆截面导体的衰减常数

$$\alpha_{\text{ohmic}} = \frac{36000\sqrt{f_{\text{MHz}}}}{dZ_0}(\text{dB/in}) \tag{5-25}$$

其中, d 是导体的直径,单位是 in。

将式(5-13b)中单位转换为 Ω/in ,再将 R 代入式(5-24),得到矩形截面导体的衰减常数

$$\alpha_{\text{ohmic}} = \frac{0.569 \times 10^{-3} \sqrt{f_{\text{MHz}}}}{(w+t)Z_0}(\text{dB/in}) \tag{5-26}$$

其中, w 是导体的宽度, t 是导体的厚度,单位都是 in。

5.6.3.2 介质损耗

仅源于介质吸收的衰减为

$$\alpha_{\text{dielectric}} = 4.34GZ_0 \tag{5-27}$$

介质材料的损耗取决于材料的耗散因数,耗散因数定义为每赫兹材料能量的存储与能量耗散的比值,通常用损耗角的正切表示 $\tan\delta$ 。材料的 $\tan\delta$ 越大,损耗越高。表 5-5 列出了一些常用介质材料的耗散因数(损耗角)。

表 5-5 一些常用介质材料的耗散因数(损耗角)

材 料	$\tan\delta$	材 料	$\tan\delta$
真空/自由空间	0.0000	聚丙烯	0.0005
聚乙烯	0.0002	Getek ^{®b}	0.0100
聚四氟乙烯 ^{®a}	0.0002	FR4 环氧玻璃	0.0200
陶瓷	0.0004		

^a DuPont 的注册商标, Wilmington, DE。

^b General Electric 的注册商标, Fairfield, CT。

将几个传输线有关 G 、 C 、 Z_0 的等式及光速代入,式(5-27)可写成如下形式(Bogatin, 2004, p. 378):

$$\alpha_{\text{dielectric}} = 2.3f_{\text{GHz}}\tan\delta\sqrt{\epsilon_r}(\text{dB/in}) \tag{5-28}$$

其中, $\tan(\delta)$ 和 ϵ_r 分别是耗散因数和介质材料的相对介电常数。需要注意的是,介质损耗不是传输线几何尺寸的函数,它仅是介质材料的函数。

由式(5-25)和式(5-26)可以看出,欧姆损耗正比于频率的平方根,而根据式(5-28),介质损耗正比于频率。因此,在高频段介质损耗占主导。

对于短传输线(如典型 PCB 上的信号迹线),传输线损耗通常被忽略,直到频率接近 1GHz 及以上,才考虑损耗。

对于正弦波信号,损耗或衰减将减小传输波的幅度。然而,对于方波信号,高频分量衰减大于低频分量。因此,随着方波在传输线中的传播,其幅度将降低,而上升时间将增加,如图 5-21 所示。在大多数情况下,对于传输信号的完整性,上升时间增加比幅度减小更不利。根据经验法则,介质是 FR4 环氧玻璃,沿 PCB 传输线传播的方波,上升时间将增加大约 10ps/in (Bogatin, 2004, p. 389)。

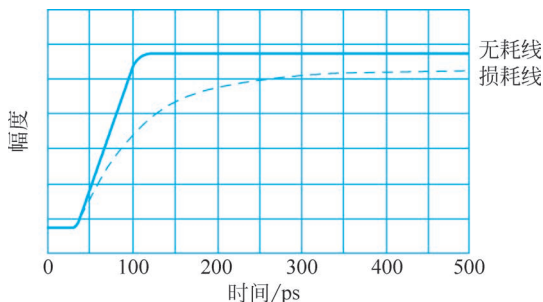


图 5-21 损耗传输线上方波的时域响应,显示幅度减小、上升时间增加

5.6.4 C 、 L 与 ϵ_r 的关系

由于传播速度是介质材料的函数,传输线的电容和电感也与介质材料、传输线尺寸有关,电容、电感和速度都是相关联的。传播速度可以写为

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5-29)$$

根据特性阻抗(式(5-16))和传播速度(式(5-29))的关系,可由特性阻抗导出传输线的 L 和 C :

$$L = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} Z_0 \quad (5-30)$$

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \frac{1}{Z_0} \quad (5-31)$$

其中, c 是自由空间中光的速度(3×10^8 m/s)。

式(5-30)和式(5-31)很有用,表明传输线的特性阻抗、电容、电感和介电常数之间的关系。如果知道 4 个参数中的任意两个,就可以利用式(5-30)和式(5-31)得到其他两个。

由式(5-30),电感 L 仅是介电常数和传输线特性阻抗的函数。式(5-31)表示电容 C 的相似关系。因此,相同特性阻抗和介质材料的所有传输线具有相同的单位长度电感和电容,而不管其尺寸、几何形状和结构。例如,所有特性阻抗是 70Ω 、介电常数是 4 的传输线,电容值都是 95pF/m (2.4pF/in),电感值都是 467nH/m (11.8nH/in)。

5.6.5 最后的思考

经常有人问,什么时候信号用传输线互连,什么时候不用? 答案很简单: 信号通路就是传输线。然而,如果互连足够短,就可忽略分布参数,得到的结果非常接近预测结果。根据 5.6 节中第二段所列的标准,对于 1ns 上升时间的方波,信号互连 3in 及以上就是长线,应该用传输线理论分析。

在传输线上,无论是在传输线末端,还是由于传输线几何尺寸的变化,当信号遇到阻抗变化时都会发生反射。孔和直角弯曲都会导致阻抗不连续。传输线的反射问题不在本书范围。所有优秀的传输线相关教材中都会充分讨论这个主题。例如,虽然有些陈旧但非常好的经典传输线理论参考书是 Skilling 所著的 *Electric Transmission Lines* (1951)。非常好的关于信号完整性和传输线理论应用于数字电路的两本参考书是 Johnson 和 Graham 著的“*High-Speed Digital Design*”(1993)和 Hall 等著的“*High-Speed Digital System Design*”(2000)。

5.7 铁氧体

铁氧体是绝缘的陶瓷类的通用术语,包括氧化铁、氧化钴、氧化镍、氧化锌、氧化镁和一些稀土氧化物等。铁氧体具有多样性,因为每个制造商都生产自己的氧化合成物。没有任何两家制造商使用完全相同的合成物,因此,不同来源的铁氧体是不同的。相比铁磁材料,铁氧体最主要的优点是,在高达 GHz 频率范围,它的高电阻率降低了涡流损耗。在铁磁材料中,涡流损耗随频率的平方增大。因此,在许多高频应用中,选用铁氧体材料。

铁氧体材料决定了适用的频率范围。铁氧体可用于许多不同的构件(图 5-22),如磁珠、导线上的磁珠、表面安装磁珠(图中没有)、圆电缆芯线、平电缆芯线、Snap on 磁芯、多孔磁芯、环形磁芯等。



图 5-22 可选用铁氧体的构件

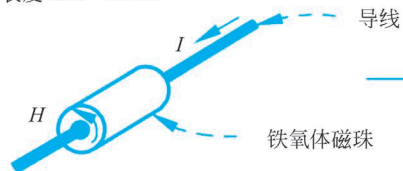
铁氧体提供了一种价廉的方式将高频阻抗耦合到电路中,而直流(DC)没有能量损耗,不影响低频信号。基本上,铁氧体可看作高频交流电阻,而在直流或低频时电阻很小或没有电阻。铁氧体磁珠很小,可以简单地安装在导体引线或导体上。表面安装型的也很容易使用。在 10MHz 以上,铁氧体对无用信号的衰减是最有效的,当然低于 1MHz 的一些应用同样有效。若正确使用,铁氧体可抑制高频振荡、共模和差模滤波,还可减小电缆的传导发射和辐射发射。

图 5-23(a)显示一个小的圆柱形铁氧体磁珠安装在一导线上;图 5-23(b)显示其高频等效电路:一个电感与一个电阻串联,电阻和电感的值取决于频率,电阻源于铁氧体材料的高频磁滞损耗;图 5-23(c)是铁氧体磁珠的常用表示符号。

典型尺寸

直径 0.05~0.30in

长度 0.10~0.50in



(a) 导线上的铁氧体磁珠



(b) 高频等效电路



(c) 常用表示符号

图 5-23 导线上的铁氧体磁珠

大多数铁氧体制造商通过阻抗幅度随频率的变化说明他们产品的特性。阻抗的幅值由下式给出：

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \quad (5-32)$$

其中, R 是磁珠的等效电阻, L 是等效电感, 两者的值都随频率变化。但是一些制造商只给定某一个频率的阻抗, 通常是 100MHz, 或者几个频率的阻抗。

图 5-24 表示一个典型铁氧体磁芯的阻抗数据(Fair-Rite, 2005, p. 147)。当用于噪声抑制时, 铁氧体通常用在阻抗主要是电阻的频率范围。图 5-25(Fair-Rite, 2005, p. 155)表示用于噪声抑制时各种铁氧体材料推荐使用的频率范围。可以看出, 铁氧体可以使用的频率范围是 1MHz~2GHz。

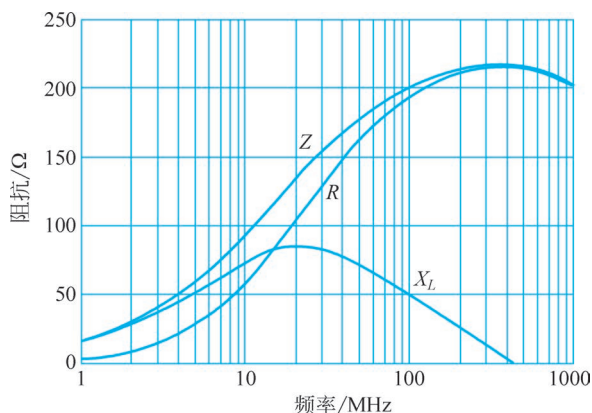


图 5-24 Type43 型铁氧体磁芯的阻抗数据(© 2005 Fair-Rite Corp., 经授权转载)

当使用多匝时, 铁氧体阻抗的增加正比于匝数的平方。然而, 这也增加了匝间电容, 减小了铁氧体的高频阻抗。如果需要改善铁氧体的阻抗用于低频范围, 可以使用多匝, 但是, 阻抗的变化不容忽视。实际上, 超过 3 匝的使用很少, 大部分用于降噪应用的铁氧体为单匝。

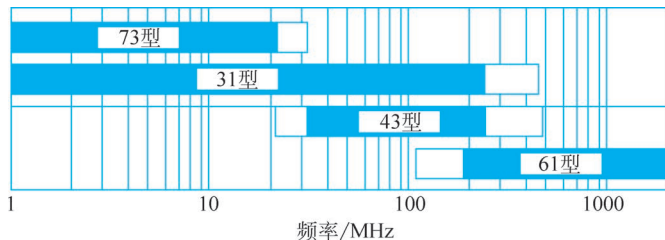


图 5-25 应用于噪声抑制时各种铁氧体材料的推荐频率范围

(© 2005 Fair-Rite Corp., 经授权转载)

用于噪声抑制时常用的铁氧体的形状是圆柱形磁芯或磁珠。圆柱长度越大, 阻抗越高。增加磁芯的长度等效于使用多个铁氧体磁芯。

铁氧体的衰减取决于包含铁氧体电路的源和负载阻抗。为了在关注的频率有效, 铁氧体必须提供一个阻抗, 该阻抗值大于源和负载阻抗之和。因为大部分铁氧体的阻抗只有几百欧姆或更低, 它们在低阻抗电路中使用最有效。如果单个铁氧体不能提供足够的阻抗, 可以使用多匝或多个铁氧体元件。

当用于抑制电路中的开关瞬变或寄生谐振产生的高频振荡时, 小的铁氧体磁珠特别有效。另外, 多芯电缆周围放置铁氧体磁芯作为共模扼流圈, 可以阻止高频噪声导出或导入电路。

图 5-26~图 5-29 显示了铁氧体磁珠的一些应用。在图 5-26 中,两个铁氧体磁珠用于构成一个低通 $R-C$ 滤波器,阻止高频振荡信号进入负载,又不降低负载的直流电压。在振荡频率铁氧体是电阻性的。在图 5-27 中,一个电阻性铁氧体磁珠用于抑制两个快速逻辑门间较长连接线上的振铃。

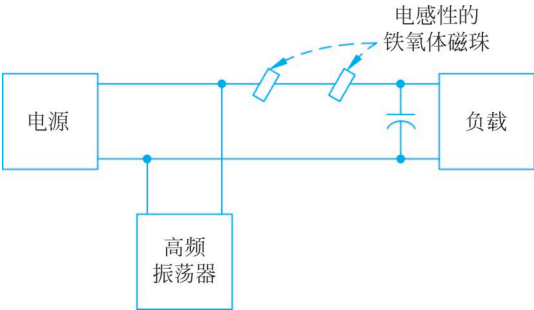


图 5-26 铁氧体磁珠用于形成 L 形滤波器阻止高频振荡器噪声进入负载

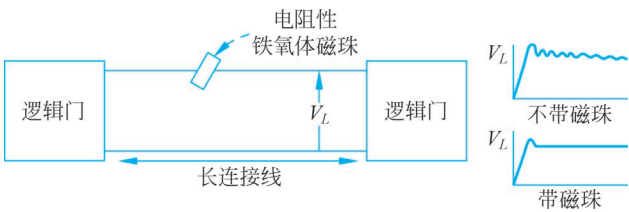


图 5-27 电阻性铁氧体磁珠用于抑制快速逻辑门间较长连接线上的振铃

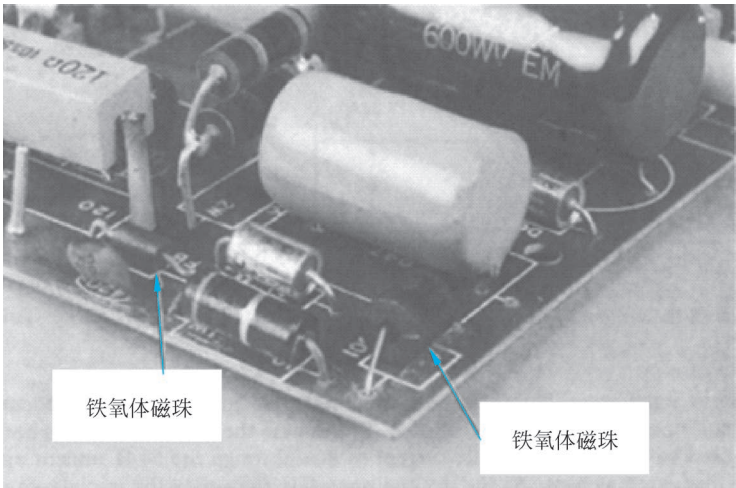
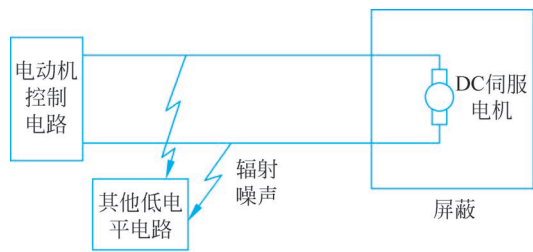


图 5-28 铁氧体磁珠安装在彩色电视机中,用于抑制行输出电路的寄生振荡

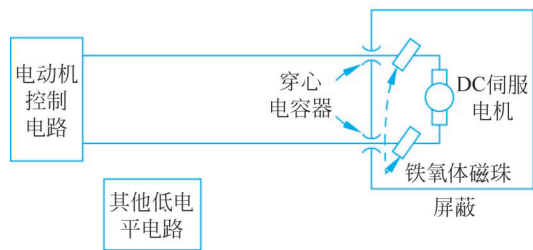
图 5-28 表示安装在印制电路板上的两个铁氧体磁珠。电路是彩色电视机行输出电路的一部分,磁珠用于抑制寄生振荡。

铁氧体磁珠的另一个应用如图 5-29 所示。图 5-29(a)表示一个直流伺服电动机连接到一个电动机控制电路。电动机的高频整流噪声沿导线传导出电机屏蔽壳,从导线辐射干扰设备中的其他低电平电路。由于电动机的加速要求,电阻器不能插入导线。这个问题的解决方法是增加两个铁氧体磁珠和两个穿心电容器,如图 5-29(b)所示。图 5-30 是带有铁氧体磁珠和

穿心电容器的直流电动机。在图中可以看出,每个电动机引线上用两个铁氧体磁珠增加串联阻抗。



(a) 电动机的高频整流噪声干扰低电平电路



(b) 铁氧体磁珠用于穿心电容器的连接线上消除干扰

图 5-29 直流伺服电动机连接到电动机控制电路

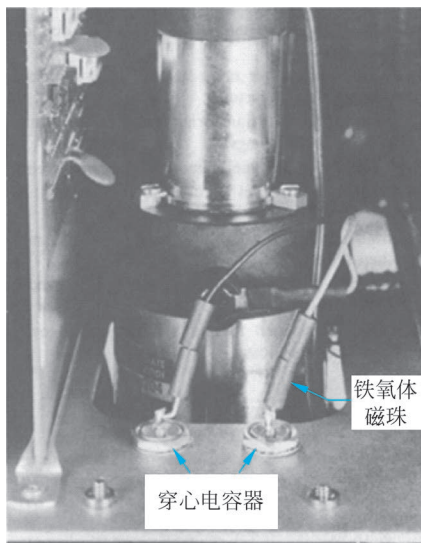


图 5-30 铁氧体磁珠和穿心电容器用于滤除直流电动机电源线的整流噪声

当使用铁氧体元件作为直流电路中差模滤波器时,必须考虑直流电流对铁氧体上阻抗的影响。铁氧体阻抗随着电流增大而减小。图 5-31 表示一个小铁氧体磁珠,长 0.545in,外直径为 0.138in(OD),其阻抗是直流偏流电流的函数(Fair-Rite,2005),可以看出,在 100MHz 时零电流的阻抗为 200 Ω ,0.5A 电流的阻抗为 140 Ω ,而 1A 电流的阻抗为 115 Ω 。

铁氧体磁芯常用于多芯电缆作为共模扼流圈(见 3.5 节)。例如,用于连接个人计算机和视频显示器的大部分视频电缆用有铁氧体磁芯。铁氧体磁芯作为单匝的变压器或共模扼流圈,可以有效减小电缆的传导发射和辐射发射并抑制电缆中的高频干扰。图 5-32 表示通用串行总线电缆上的一个铁氧体磁芯,用于减小电缆的辐射。Snap-on 磁芯(图 5-22)容易作为事后补救固定在电缆上,即使终端有较大的连接器。

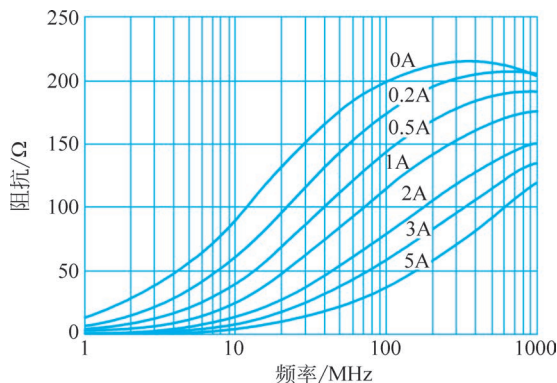


图 5-31 作为直流偏流电流的函数,铁氧体磁珠的阻抗随频率的变化曲线



图 5-32 铁氧体芯用于 USB 电缆抑制辐射发射

总结

- 电解电容器是低频电容器。
- 所有的电容器在某些频率有自谐振,高频使用受到限制。
- 云母和陶瓷电容器是较好的高频电容器。
- 空心电感器比闭合磁芯电感器,如环状线圈,产生更多的外部磁场。
- 磁芯电感器比空心电感器更容易接收干扰磁场。
- 静电的(或法拉第)屏蔽变压器可用于减小绕组间的电容耦合。
- 不管什么类型,所有电阻器都产生同量的热噪声。
- 低电平电路中应设置可变电阻器,使直流电流不能通过。
- 对音频以上频率,导线的感抗通常高于电阻。
- 扁平矩形截面导线的交流电阻和电感值低于圆截面导线。
- 导线的交流电阻正比于频率的平方根。
- 传输线是一个导体的系列,用于将电磁能量从一处传输至另一处。
- 导线的长度大于波长的 $1/10$,就应作为传输线处理。
- 当导线上方波信号的上升时间小于 2 倍的传输时延时,导线就应作为传输线。
- 无耗传输线的特性阻抗等于 $\sqrt{L/C}$ 。
- 传输线上的传播速度是 $C/\sqrt{\epsilon_r}$ 。
- 传输线最重要的性能如下。
 - ◆ 特性阻抗。
 - ◆ 传播常数。
 - ◆ 高频损耗。
- 在典型的印制电路板上,信号 1ns 传播 6in。
- 在印制电路板上传播的方波上升时间将延长大约 10ps/in。
- 具有相同特性阻抗和介质常数的所有传输线单位长度具有相同的电感和电容。
- 传输线损耗的两种基本类型如下。
 - ◆ 欧姆损耗。
 - ◆ 介质损耗。
- 欧姆损耗正比于频率的平方根,介质损耗正比于频率。
- 在高频段介质损耗占主导。
- 传输线最重要的材料是介质,而不是导体。
- 交流电流可以通过开路传输线传输。
- 只有以下 3 种拓扑结构的传输线有精确的特性阻抗方程。
 - ◆ 同轴线。
 - ◆ 圆平行双导线。
 - ◆ 平面上一根圆导线。
- 用于噪声抑制时,铁氧体用于某一频率范围,其阻抗是电阻性的。
- 铁氧体磁芯和磁珠作为交流电阻器,将高频电阻(损耗)耦合到电路中,低频阻抗很小或没有。

- 铁氧体通常根据抗阻随频率的变化说明它的特性。
- 铁氧体磁芯用于电缆上作为共模扼流圈,可以有效降低传导发射和辐射发射。

习题

- 5.1 a. 电容器通常根据什么参数分类?
b. 在选择电容器类型时最着重考虑的因素是什么?
- 5.2 a. 说出两种类型低频电容器的名称。
b. 说出两种类型中频电容器的名称。
c. 说出两种类型高频电容器的名称。
- 5.3 在下面的应用中什么是合适类型的电容器?
a. 高频,低电压应用。
b. 高频,高电压应用。
c. 数字逻辑去耦合。
- 5.4 导线的电感与其直径是什么关系?
- 5.5 制作一个表格,给出频率为 0.2、0.5、1、2、5、10 和 50MHz 时 22-gauge 铜导线交流电阻和直流电阻比值。
- 5.6 矩形截面 $0.5\text{cm} \times 2\text{cm}$ 的铜导线:
a. 每米导线的直流电阻是多少?
b. 在 10MHz 时每米导线的电阻是多少?
- 5.7 a. 推导出式(5-9b),理解在高频时大部分电流被限制在铜导线表面的圆环区域内,厚度等于导体的趋肤深度 d ,如图 P5-7 所示,假设 $d \gg \delta$ 。
b. 当 $d \geq 10\delta$ 时,在 a 部分假设 $d \gg \delta$,为了使 a 部分是适用的, $d \sqrt{f}$ 必须是什么?
- 5.8 导线的感抗和交流电阻随频率如何变化?
- 5.9 图 P5-9 表示宽度为 w 、厚度为 t 的矩形截面导线直流电阻和交流电阻与频率关系的对数图表。
a. 当趋肤深度等于多少时,矩形截面导线出现拐点频率?
b. 假设 $t \ll w$,回答问题 a。
c. 合理解释问题 b。
d. 在图 P5-9 中,交流电阻部分的斜率是多少?

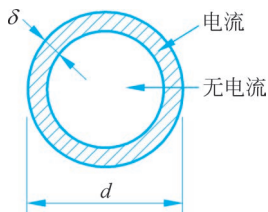


图 P5-7

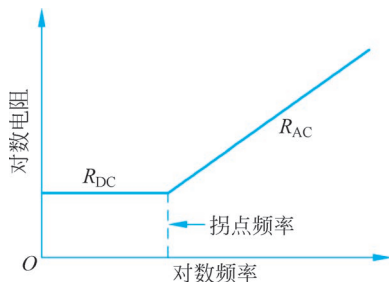


图 P5-9

- 5.10 考虑以下两种导体,直径为 0.5in 的圆导体和宽为 0.5in、厚为 0.1in 的矩形导体,两者均位于地平面上方 1in。

- a. 每个导体的横截面积是多少?
 - b. 计算圆截面导体的直流电阻,在 10MHz 时的交流电阻和电感值。
 - c. 计算矩形截面导体的直流电阻,在 10MHz 时的交流电阻和电感值。
 - d. 比较结果并评价两种导体的性能。
- 5.11 PCB 迹线宽 0.008in,厚 0.0014in,位于接地平面上方 0.020in 处,在 100MHz 时迹线的电阻和感抗为多少?
 - 5.12 说出波导独有的两种特性名称。
 - 5.13 在典型传输线中,信号传输 3ft 的距离大概需要多长时间?
 - 5.14 75Ω 传输线的电容为 17pF/ft,其电感为多少?
 - 5.15 内导体直径为 0.108in、外导体直径为 0.350in、相对介电常数为 2 的同轴电缆的特性阻抗是多少?
 - 5.16 传输速度和介质损耗均为传输线什么性能的函数?
 - 5.17 50Ω 传输线的相对介电常数为 2,每英寸电感和电容值为多少?
 - 5.18 一传输线的电感为 8.25nH/in,电容为 3.3pF/in。
 - a. 该传输线的特性阻抗为多少?
 - b. 10MHz 正弦波在传输线中的传输距离为 10ft,相移为多少?
 - 5.19 在 FR4 环氧玻璃 PCB 上有一宽为 0.006in、厚为 0.0014in 的 50Ω 的带状线,在 3GHz 频率的衰减大约为多少?
 - 5.20 说出提高铁氧体磁芯阻抗的两种方法。

参考文献

- [1] Bogatin E. *Signal Integrity-Simplified*. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2004.
- [2] Campbell R H, Chipman R A. *Noise From Current-Carrying Resistors, 25-500kHz*. *Proceedings of the IRE*, vol. 37, pp. 938-942.
- [3] Danker B. *New Methods to Decrease Radiation from Printed Circuit Boards, 6th Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Zurich, Switzerland, 1985.
- [4] Fair-Rite Products Corp. *Fair-Rite Products Catalog*, 15th ed. Wallkill, NY, 2005.
- [5] Hall S H, Hall G W, McCall J A. *High-Speed Digital System Design*. New York, Wiley, 2000.
- [6] IPC-D-317A, *Design Guidelines for Electronic Packaging Utilizing High-Speed Techniques*. Northbrook, IL, IPC, 1995.
- [7] Johnson H W, Graham M. *High-Speed Digital Design*. Englewood, NJ, Prentice Hall, 1993.
- [8] Jordan E C. *Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications*, 7th ed. Indianapolis, IN, Howard W. Sams, 1985, pp. 6-7.
- [9] Skilling H H. *Electric Transmission Lines*. New York, McGraw Hill, 1951.
- [10] Whalen J J, Paludi C. *Computer Aided Analysis of Electronic Circuits—the Need to Include Parasitic Elements*. *International Journal of Electronics*, vol. 43, no. 5, 1977.

深入阅读

- [1] Henney K, Walsh C. *Electronic Components Handbook*, Vol. 1. New York, McGraw-Hill, 1957.
- [2] Rostek P M. *Avoid Wiring-Inductance Problems*. *Electronic Design*, vol. 22, 1974.