



多层片式陶瓷电容器（MLCC）

技 术 交 流

陶瓷电容的等效串联电阻损耗

江门市新会三巨电子科技有限公司

JIANGMEN CITY XINHUI SANJV ELECTRONIC CO., LTD

地址：广东省江门市新会区中心南路 37 号广源大厦 B 座

邮政编码：529100

联系电话：0750-8686169

E-Mail: xhsanjv@163.com

传真：0750-6331711

公司网址： www.sanjv.com



陶瓷电容的等效串联电阻损耗

在选用射频片状陶瓷电容时，等效串联电阻（ESR）常常是最重要参数。ESR通常以毫欧姆为单位，是电容的介质损耗（Rsd）和金属损耗（Rsm）的综合（ $ESR=Rsd+Rsm$ ）。事实上所有射频线路都用到陶瓷电容，所以评估陶瓷电容损耗对线路性能的影响是十分重要的。

低损耗射频电容的优点

在所有射频电路设计中，选用低损耗（超低ESR）片状电容都是一项重要考虑。以下是几种应用中低损耗电容的优点。在手持便携式发射设备的末级功率放大器内使用低损耗电容作场效应晶体管源极旁路和漏极耦合，可以延长电池寿命。ESR高的电容增加 I^2 ESR损耗，浪费电池能量。

使用低损耗电容产品使射频功率放大器更容易提高功率输出和效率。例如，用低损耗射频片状电容作耦合，可以实现最大的放大器功率输出和效率。对于目前的射频半导体设备，例如便手持设备的单片微波集成电路，尤其是如此。许多这种设备的输入阻抗极低，因此输入匹配电路中电容的ESR损耗在全部网络的阻抗中占了很大的百分比。如果设备输入阻抗是1欧姆而电容ESR是0.8欧姆，约40%的功率将由于ESR损耗而被电容消耗掉。这将减低效率和输出功率。高射频功率应用也需要低损耗电容，这方面的典型应用是要使一个高射频功率放大器和动态阻抗相匹配。例如半导体等离子炉需要高射频功率匹配，设计匹配网络时使用了电容。负载从接近零的低阻抗大幅度摆动到接近开路，导致匹配网络中产生大电流，使电容负荷剧增。这种情况使用超低损耗电容，例如ATC的100系列陶瓷电容，最为理想。发热控制，特别是在高射频功率情况下，和元件ESR直接有关。这种情况下的电容功率耗散可以经由 I^2 ESR 损耗计算出来。低损耗电容产品在这些线路中能减少发热，使线路发热问题更容易控制。见下节“功率耗散”中的例子。

使用低损耗电容可增加小信号放大器的有效增益和效率。设计低噪声放大器（LNA）时使用低损耗陶瓷电容可以把热噪声（KTB）减到最小。使用超低损耗电容也可很容易地改善信噪比和总体噪声温度。设计滤波网络时使用低损耗陶瓷电容能把输入频带插入损耗（S21）减到最小，而且使滤波曲线更接近矩形，折返损耗性能更好。MRI成象线圈的陶瓷电容必须是超低损耗。这些电容和MRI线圈相接，线圈是调谐电路的一部分。因为MRI 扫描器要检测极弱的信号，线圈的损耗必须很低，一般在几个毫欧姆的量级。如果ESR损耗超过这个量级，而设计者没有采取措施降低损耗，成象分辨率就会降低。ATC100系列陶瓷电容组具有超低损耗，因而经常用于线圈电路。这些电容组在谐振电路中发挥功能，却不增加整个线路的损耗。



ESR引起的电容功率耗散

把ESR乘以射频网络电流的平方就得到耗散在电容里的功率。所以耗散在电容里的功率可以表示为： $P_d = ESR \times (\text{射频电流})^2$ 或 $P_d = ESR \times I^2$ 一个有趣的现象是，低损耗电容用于高射频功率设备中时，设备功率可以是电容额定功率的几百倍。

下面是低ESR电容这样使用的一例。射频功率=1000瓦电容是ATC100E102（1000pF）频率=30MHz ESR=0.018 欧姆（18 毫欧姆）；设备线路阻抗=50 欧姆。

注意，100E系列最大允许功率耗散是大约5瓦。

解：计算这一线路的射频电流，再以电流计算电容中的射频功率耗散。电流=（功率/阻抗） $^{1/2}$ （这是这一线路内的电流） $(1000/50)^{1/2} = 4.47$ 安培电容中实际耗散功率： $P = I^2 \times ESR$ （这是电容将耗散的功率） $P = 4.47 \times 4.47 \times 0.018 = 0.34$ 瓦。

这个结果意味着在一个1000瓦射频功率，50欧姆阻抗的设备中，只有0.34瓦是由于ESR而被电容消耗掉的。因此，电容由于ESR只消耗了它额定最大功率的6.8%。由于电容ESR损耗极低，电容温升可以忽略。

介质损耗（Rsd）

介质成分，不纯度和微观结构例如晶粒大小，组成和气孔多少（密度）这些介质特性决定陶瓷电容的介质损耗正切。每种介质都有自己的损耗因数，或损耗正切。损耗正切数值等于耗散系数（DF），是电容介质在射频下损耗的量度。这个损耗造成介质发热。在极端情况下，热损坏能造成设备失效。耗散系数是介质损耗量级很好的指标，通常是在低频，即1MHz下测定的。在这频率下介质损耗是电容损耗的主要成分。

金属损耗（Rsm）

金属损耗取决于电容结构中所有金属各自的电阻特性，和趋肤效应引起的随频率变化的电极损耗。这包括电极，终端和阻挡层等任何其他金属。Rsm的作用也是使电容发热。在极端情况下，热损坏能造成设备失效。这些损耗包括欧姆损耗和趋肤效应损耗。多数多层陶瓷电容的“趋肤效应”损耗通常发生在30MHz以上的频率。下例给出一个ESR，由金属的Rsm构成，数值由频率决定。例：一个100pF 电容在30MHz时ESR是18毫欧姆。它在120MHz时ESR是多少？

解：计算频率比值的平方根： $(120/30)^{1/2} = (4)^{1/2} = 2$ 120MHz时ESR是30MHz时的2倍，即36毫欧姆。

下表给出ATC180R系列22pF 电容的介质损耗Rsd和金属损耗Rsm。两种损耗分别在不同频率下测定，相同频率下测得的两种损耗相加得到该频率下的ESR。注意低频下占主导地位的是介质损耗Rsd，高频下则是金属损耗Rsm。其他容值的电容情况相似，只是Rsd和Rsm分占比例不同。

频率 (MHz)	容值 (pF)	Rsd (m-ohm)	Rsm (m-ohm)	ESR (m-ohm)
1	180R220	145	7	152
3	180R220	48.2	7.8	56
30	180R220	4.82	9.18	14
300	180R220	0.48	28.51	29

表1: ATC180R系列22pF 电容的介质和金属损耗

通常产品目录给出频率30MHz或更高时的ESR曲线，这时损耗主要由金属造成，介质损耗事实上低到可以忽略，不对总体ESR造成任何影响。

ESR, Q, DF 和Xc 的关系

下图是电容电压电流的相位关系，以及耗散系数，ESR和阻抗幅值。在理想电容里电流超前电压90°。下图中Ia 是流过电容的实际电流，Ia和理想电容电流形成一个Φ角，叫做损耗角。注意Ia和Vc的关系与Xc和ESR的关系成比例。下面表2给出图1中所有参数的关系。普遍规律是，在频率低于1MHz时，介质损耗（Rsd）占主导地位，设计时用DF。在较高的射频频率，即30MHz到微波频率，ESR 和对应的Q值事实上总是主要由金属损耗（Rsm）决定。

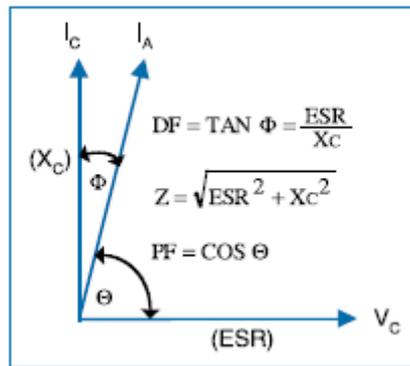


图1: 电容的电压和电流间的相位关系

ESR =	Q =	DF =	Xc =
$X_c \times DF$	$1/DF$	$1/Q$	$1/2\pi \times F \times C$
X_c/Q	X_c/ESR	ESR/X_c	ESR/DF
$X_c \times \tan \Theta$	$1/\tan \Theta$	$\tan \Theta$	$ESR \times Q$

表2: 所有参数之间的关系

测量ESR

在使用电容的射频设计中，ESR是必须考虑的重要参数。为了有效地描述电容的ESR，需要可靠和可重复的测试方法。测量高Q片状陶瓷电容的ESR 需要固有Q值大于被测器件（DUT）的测试系统。高Q谐振同轴线是最常用测试设备。同轴线谐振腔通常由铜管作外导体，铜棒作中心导体。被测器件串联在中心导体和地之间。见图3。测量ESR之前，先要确定空载谐振传

输线的特性。将同轴线短路，再加射频激励，测出四分之一和四分之三波长带宽。然后，将传输线开路，测出半波长和一个波长带宽。从以上数据可得到传输线空载Q值，测量系统电阻和谐振频率。通常传输线空载Q值量级是1300 到5000（130MHz 到3GHz），四分之一波长测量系统电阻是5到7毫欧姆。

被测样品电容和位于传输线低阻抗端的短路活塞串联。调整信号源频率以获得谐振电压峰值。再改变信号源频率从谐振曲线峰值向左右下调6dB。在传输线的高阻抗端以轻度耦合接入射频毫伏表探头，以测量6dB点的射频电压。被测器件接入后对传输线Q值造成微扰，改变了上述无载时的谐振频率和带宽。对应的下调6dB的频率 f_a 和 f_b 可用于计算电容的ESR。此法称为Q值微扰法，见图2。注意：因为被测电容样品的容性电抗与传输线串联，使传输线的电长度变小，变化量由电容容值决定。对于容值10pF以上的电容，可以得到合理的测量精度。当容值接近1 pF时， ESR测量误差变得很大。低电容容值意味着高容抗值，因此剧烈改变传输线电长度。在谐振时，传输线电抗和被测器件的电抗幅值相同，符号相反。

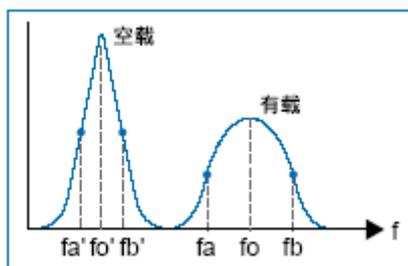


图2： 空载和有载传输线的带宽曲线

ESR测量系统

最常用测量系统由同轴线制成（BOONTON型号34A），标称长度57.7cm，谐振频率130MHz，特性阻抗75 欧姆。传输线特性阻抗为75欧姆时传输线Q值最大，所以选用75欧姆。对于其他频率范围，可选其他长度的传输线。

信号发生器接在传输线的低阻抗端，以无感精确电阻为终端。电阻安在TNC接头上，插入传输线的被测器件端。一个暴露的导体环与传输线轻度耦合，将射频能量导入传输线。以信号发生器扫频，直到射频毫伏表显示电压谐振峰值。旋转信号源环路，直到传输线高阻抗端的毫伏表显示3 毫伏的参考电压。这一步是为了确保射频信号源不对传输线加载而降低其Q值。见图3。射频探头安在传输线的高阻抗端，与射频毫伏表相连，在谐振时测量射频电压。从量测结果可算出带宽和Q值。将这样测得的有载带宽（BW）和Q值和开始无载短路条件下的结果比较，获得Q和带宽变化量，即可计算ESR。将带宽数据和初始传输线特性代入方程即可算出被测样品的ESR。这里描述的ESR测法是以串联模式进行的，适用频率达到约3GHz。

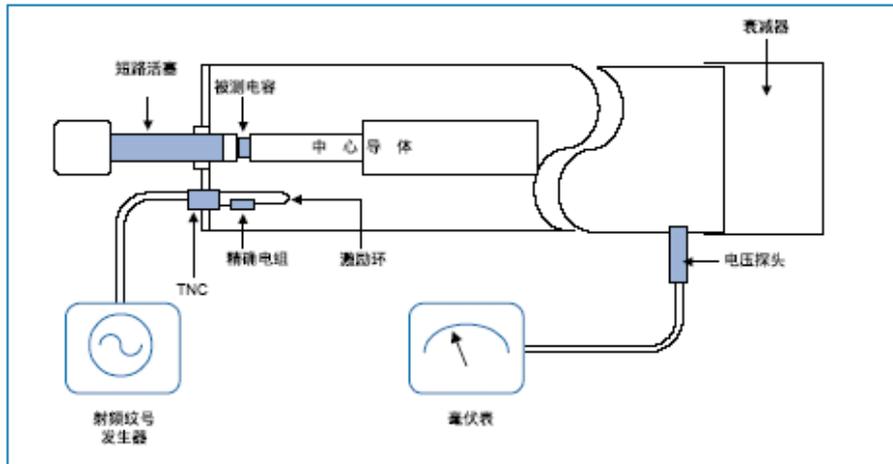


图3: 带被测器件的同轴谐振腔

影响ESR测量的因素

为测定频带 (BW) 的频率测量数据至少需 4 位小数, 5 位更好。信号源和测量探头都必须与传输线轻度耦合。传输线高阻抗端需屏蔽以减少辐射, 这样 Q 就不受影响。屏蔽由截止衰减器实现, 衰减器提供每半径 16dB 衰减。被测器件在测试系统中放置方式要保持一致。为使测试结果能重复, 必须保持系统接触表面的清洁。