

Film Application Guide

电容量是要在正负偏差内，测量频率在1 kHz \pm 20 Hz（如果大于1微法聚脂电容其测试频率为120 Hz），测量温度为25 °C \pm 5 °C。标准偏差为 \pm 10%。

损耗角正切或者 $\tan \sigma$ 是电容器ESR与其电抗的比值。测量频率在1 KHz \pm 20 Hz（如果大于1微法聚脂电容其测试频率为120 Hz），测量温度为25 °C \pm 5 °C时，不可大于指定值。

绝缘电阻对于额定电容高于0.25到0.5微法，其变化是取决于电容器类型从最小电阻电容的乘积 ($M\Omega \cdot \mu F$) 到最小电阻值 ($M\Omega$)。在100V直流电压和25 \pm 5 °C下测试两分钟后，绝缘电阻不可小于RC乘积或额定电阻值二者中较小的。

额定电压是实际使用中高达额定最大操作温度时的最大连续电压。

介质强度是电容器在额定室温内可承受的最大峰值电压。它可以通过施加额定电压值指定倍数的电压流过100 Ω 每伏特的限流电阻一分钟来测量。例如，要测量一个DPM类型电容器，其额定电压值为250V直流，介电强度为175%，则需通过一个43.8 $k\Omega$ 或者更高的电阻，再施加438 V直流电来测试。

寿命测试：在最高额定温度 \pm 3 °C，对电容器施加额定电压指定倍数的电压持续500或者1,000 (+72, -2) 小时。必须是没有外观没有破坏而且电容值改变不超过 \pm 5%。绝缘电阻不会下降到初始限的50%。损耗角正切不会超过初始限。

脉冲能力是峰值电流能力。这种电容器抵抗瞬间电流的能力大多由引线连接的完整性来决定，它由dV/dt额定值来表示，它是最大允许电压变化额定值（单位是V/ μ s）。该峰值额定电流 (amps) 等于额定电容值 (μF) 和dV/dt额定值的乘积：

$$I_{pk} = C(dV/dt)$$

印字标示包括料号，电容值（ μF ），容量偏差（%），生产商以及额定电压（直流和交流电压）。小尺寸电容则可仅有类型，生产商（CD），电容量（pF），和电容偏差代码。例如：“DLMCD”和“682K”表示DLM型号，6800 pF（2是0的数目），以及10%容忍限。

使用时偏差的代码如下：

$$F = \pm 1\%$$

$$G = \pm 2\%$$

$$H = \pm 6\%$$

$$I = \pm 3\%$$

$$J = \pm 5\%$$

$$K = \pm 10\%$$

$$M = \pm 20\%$$

金属化与箔膜结构上的不同。在这里教你如何选择。对于金属化薄膜电容器，通过薄膜真空沉积把铝喷涂到电介质膜上形成电容极板。与用分离的箔和膜层制成的电容器相比，金属化形成尺寸更小，重量更轻，单位法拉的成本更低，以及有自愈性。但是也造成较低的电流容量。更小尺寸和低成本在高额定电容量方面特别吸引人。

自我愈合是指一个源于暂态过电压的内部短路或者膜中缺陷在几微秒内通过在缺陷位置气化铝金属化来清除。这是外加电压中小故障，但是电容器没有永久损坏避免可忽略的电容量降低。该优点使得CDE金属化膜电容器成为应用中正确高位选择，但是以下四种情况例外：

- 小于0.01 μF 的低电容，在此尺寸差别并不重要同时箔膜材料成本更小，

- 如同震荡回路中的高连续电流，
- 如同在突波吸收回路中的高暂态电流，
- 低噪声，在此自清除有问题，对尽管很少的伴随噪声电压

聚酯电介质：如同金属化通常是CDE结构的选择，聚酯通常也是电介质膜材料的选择。三种CDE电介质中，聚酯拥有最高的介电常数，能提供最低成本最小尺寸电容器，以及在一半额定电压下可操作温度高达125 ° C的优势。然而，随着在较高温度DF上浮1%下，功率耗散阻碍了其作为高电流或者高频交流电压下应用场合的选择；随着电容量变化5%，从 - 55 ° C 到 0 ° C 以及从50 ° C到 125 ° C，聚酯在极端温度下不是精确电容的选择。但是，注意到从0 ° C 到 50 ° C其电容量仅仅变化±1%.

聚丙烯电介质因其较低的损耗角正切使得CDE电容器可胜任直流高电流，交流高电压和交流高频率的应用场合。同时，它的高绝缘电阻和低介电吸收符合精确直流电容器。在许多应用场合它会取代聚酯，除了其低介电常数；由于得不到很薄的高比容箔膜，所以尺寸较大和价格较高。它的一个不好處就是最大操作温度为105 ° C。

聚丙烯适用于许多聚酯缺乏的应用场合。它甚至可补足聚酯可用在较宽温度上使用：其电容随温度下降大约是聚酯电容量增加相同的速率。因此，聚丙烯电容器并联聚酯电容形成温度补偿电容器。

聚苯硫醚用在精确电容和宽温度场合。它能够在从 - 55 ° C到125 ° C下操作，多数保持电容量变化小于1%，除了范围极端值。聚苯硫醚是首选的精确电容器电介质以及FCP芯片电容器的电介质膜。

交流电压的操作:

在交流或者直流电压下, 或者交直流联合场合, 你多能使用所有的CDE膜电容器。成功应用的原则是: 1) 不要超过电介质的电压容量; 2) 保持电容器冷却; 3) 不要带电晕操作。作为实际应用, 这里是你就如何运用这三个规则。

限制电压峰值为额定直流电压。限制电流峰值在额定电容量和dV/dt额定值的乘积。对于高频操作要限制功率耗散, 以至于外壳温升不超过15 ° C, 同时在高温下外壳温度不高于最大操作温度。对应于15 ° C温升的最大高频正弦波电压可以用以下公式计算:

圆型外壳:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{11(0.5\pi D^2 + \pi D \cdot L)}{2\pi f C \cdot DF(\%)}}$$

椭圆外壳:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{21(T \cdot H + T \cdot L + H \cdot L)}{2\pi f C \cdot DF(\%)}}$$

D, T, H, 和 L来自额定尺寸图表。DF是某操作频率下耗散因子百分数, 它来源于两页后出现的DF对频率图。

对于规则3, 限制外加电压到每种类型最大交流额定值以避免电晕。

电晕是绝缘体系中火花通过空气孔隙引起电介质部分击穿。它的发生是在伴随施加交流电压产生的, 因为孔隙的有效电容量低于周围介电材料。如同低值电容串联于高值电容, 孔隙受到较高电压梯度而击穿。电晕是要被避免掉的, 因为火花会导致电介质碳化使其转化成导体材料, 最终碳痕使电容器短路。

电介质比较

Dielectric 电介质	Best Tolerance 最好的容差	Change -25 to 85 °C 电容温差变化	Change/Year 电容放置年变化	Typical DF 典型损耗角	Typical DA* 典型介电吸收	IR 绝缘	Size 1 μF/100 V 单位尺寸
Polyester, Metallized 金属化聚酯	±5%	+5%	0.40%	0.50%	0.40%	30 GΩ	0.09 in ³
Polypropylene, Metallized 金属化聚丙烯	±1%	-3%	0.10%	0.10%	0.05%	100 GΩ	0.13 in ³
Polyphenylene Sulfide (PPS) Metallized, 金属化聚苯硫醚	±2%	±0.5%	<1%	0.20%	0.08%	3 GΩ	0.09 in ³
Polyester, Film/Foil 聚酯	±5%	+5%	0.40%	0.50%	0.35%	100 GΩ	0.40 in ³
Polypropylene, Film/Foil 聚丙烯	±1%	-3%	0.20%	0.05%	0.03%	200 GΩ	0.71 in ³

设计RC突波吸收

突波吸收是多种简单能量吸收回路用来消除回路电感引起的电压尖峰-----当机械或半导体开关开启时。突波吸收的目地是去除暂态电压和当开关开启时发生的振荡，它发生于当开关开启时为电流流过回路固有漏电电感时提供可选择的回路。在开关模式电源供应的突波吸收提供以下三种重要功能中的一种或多种：

- 改变一个双极转换晶体管的承载线使其保持在安全操作区内；
- 从转向晶体管去除能量，在电阻器中消耗能量来降低联结温度；
- 在开关晶体管或者整流二极管上降低振荡以限制峰值电压，通过降低发射和降低其频率来降低EMI。

最常用的突波吸收回路是一个电容和一个串联电阻通过开关连接。这里是如何设计通常的RC减振器：

元件选择： 选择一个非电感电阻器。好的选择是碳质电阻。碳膜电阻是很好的选择，除非它是用螺旋摩擦方式去减去其阻值。避免绕线型，因为它有电感。从数据表中选取电阻要承受住减振器中同温层高尖峰电流。对高达0.01 μF 电容，首先考虑浸环氧树脂的云母电容器。对于较高电容值，考虑DPP型号的立式引线聚丙烯，箔膜电容器。除了对轴向装置有固有的高电感，轴向引线的WPP型也一样好。最高DPP类型额定电压是630伏直流，最高WPP类型是1000伏直流。对于更高电压和电容，则选用聚丙烯箔膜电容器，从尺寸上考虑则可选择DPFF 和DPPS类型。如要选最小尺寸，可选择DPPM 或者DPMF类型，但是要认识到这些类型包括浮型，金属化膜如同一般的箔膜以达到小尺寸。金属化膜的使用降低峰值电流容量来形成其他高压选择的1/3到1/5。

在数据表中的选择过程简单---峰值电流和rms电流容量随额定电容量提供。峰值电容量是 dV/dt 容量和名义电容量的乘积。Rms电流容量是造成电容器升温 15°C 的电流或者引起电容器达到其交流电压的电流二者中较小值。

我们的 dV/dt 容量表可以用来把CDE突波吸收电容器和其他品牌做比较。对所有突波吸收能承受 dV/dt 值，云母电容能承受 dV/dt 超过100000 $\text{V}/\mu\text{s}$ ，DPP类型能承受

超过2000 V/μs。对于高压突波吸收器，DPFF 和 DPPS 类型可处理超过3000 V / μs；DPMF 和DPPM类型，承受超过1000 V/μs。要根据外壳长度参看表格确定。假设源阻抗可忽略----最坏的假设---你的RC突波吸收器峰值电流是：

$$I_{pk} = \frac{V_0}{R_s}$$

V₀ = 开环电压

R_s = 突波吸收电阻

C_s = 突波吸收电容

峰值dV/dt是：

$$\frac{dV}{dt_{pk}} = \frac{V_0}{R_s \cdot C_s}$$

如果对正弦波激发电压，rms电流（ams）是熟悉的：

$$I_{rms} = 2\pi f C V_{rms} \times 10^6$$

f 频率 Hz

C 电容 μF

V 电压 V_{rms}

对方波电压，你可以近似rms和峰值电流如下：

$$I_{rms} = \frac{C V_{PP}}{0.64 \sqrt{tT}}$$

V_{pp} = 峰值电压V

t = 脉冲宽度μs

V =电压 V_{rms}

和

$$I_{peak} = \frac{C V_{PP}}{0.64 t}$$

其他电容类型：这里是电容选择的最后一句，来帮助你进入未图表化的电容领域，它在突波吸收器使用中没有指定，也不在这一部分。

要意识到金属化膜类型和高K陶瓷类型已经限制了峰值电流和暂态承载能力，其数量级为50到200 V/ μ s。聚酯有聚丙烯损失的15倍，聚酯仅仅适合低rms电流或者责任周期循环。同时，确保考虑电压和温度系数。尽管云母或者DPP类型电容量几乎独立于电压和温度，通过比较，高K陶瓷电介质（象Y5V）从室温到50°C (122°F)能失去其容量的1/4，从0到50%额定电压时能失去另外1/4容量。

快速突波吸收器设计：当功率消耗不是关键时，有个快速方法来设计突波吸收器。计划用一个2瓦的碳质电阻。选择电阻值使得同样的电流能持续流过而没有电压过载，当开关开启后，电流被转向突波吸收器。测量或者计算开关开启后通过开关的电压以及开关开启前流过的及时电流。对于流过电阻器而没有要求电压过载的电流，由欧姆定律确定该电阻一定是：

$$R \leq \frac{V_0}{I} \quad V_0 = \text{开路电压}$$
$$I = \text{合路电流}$$

电阻的功率消耗独立于电阻值，因为电阻消耗了储存在减振电容中的能量，对每一个电压转换为 $\frac{1}{2}C_s V_0^2$ ，与电阻无关。选择电容使得该2瓦电阻器消耗额定功率的一半，1瓦。对于2倍 f_s 每秒变化，该电阻可消耗1瓦，

当： $1 = (\frac{1}{2}C_s V_0^2)(2f_s)$ $f_s = \text{转换频率}$

$$C_s = \frac{1}{V_0^2 f_s}$$

作为说明，假设你已经设计了开关模式转换器，你想缓冲其中晶体管开关。转向频率是50kHz，开启转换电压是160伏（直流）最大开关电流是5A。电阻值为：

$$R \leq 160/5 = 32 .$$

其电容值为:

$$C_s = \frac{1}{(160)^2(50 \times 10^3)} = 780 \text{ pF}$$

优化突波吸收设计: 对于使用电路交流特征的优化突波吸收设计, 首先确定回路的固有电容和电感。假设你在为“快速”例子中相同的晶体管开关设计一个减振器。然后, 在某地方记下晶体管关闭时暂态电压的振荡频率, 下一步, 开始用一个 100 pF 云母电容, 逐步增加通过晶体管的电容直到振荡频率是启动频率的一半。当振荡频率与回路的电感电容乘积的平方根成反比时, 你所增加的与晶体管固有电容并联的电容现在已经增加到总电容4倍。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

这样, 晶体管的固有电容 C_i 是所增加电容的1/3, 根据以上方程回路电感为:

f_i = 起始振荡频率

$$L_i = \frac{1}{C_i(2f_i)^2} \quad C_i = \text{固有电容}$$

(增加电容)/3

L_i = 固有电感

当晶体管开关打开时, 突波吸收电容器就象对电压变化短路, 仅仅突波吸收器电阻在回路中。选择不大于回路特征阻抗的电阻值, 以至于使被减振的电感电流能够持续不变, 当开关开启时没有暂态电压:

$$R = \sqrt{L_i/C_i}$$

你需要选择更小的电阻来降低电压过载。为更好的固有LC回路采样，正确的电阻要小到特征阻抗的一半。

电阻中消耗的功率是电容中的能量， $\frac{1}{2}C_s V_o^2$ ，乘以转换频率， f_s ，再乘以每个循环中电压变化的次数。例如，如果你的回路是半桥转换器，每个循环有两个电压变化，电阻中的功率为：

$$P_r = C_s V_o^2 F_s$$

C_s = 减振电容
 V_o = 关闭电压
 f_s = 转换频率

选择减振电容值要符合两个要求：

- 1) 提供最终的储存能量要大于回路电感中的能量

$$\frac{1}{2}C_s V_o^2 > \frac{1}{2}L_i I^2 \quad I = \text{关闭回路电流}$$

$$C_s > \frac{L_i I^2}{V_o^2}$$

以及，

- 2) 它与减振电阻产生一个时间常数，与晶体管开关的最短预期的及时值相比要小。

$$RC_s < t_{on}/10$$

$$C_s < t_{on}/10R$$

选择接近使用范围低端的电容值可降低电阻中的功率消耗。选择固有电容8到10倍的电容 C_i 几乎压制了开关关闭时的电压过载。尝试适用范围低端的电容作为初始值，如果需要以后再增加。

现在用增加的数据回溯“快速”例子来允许“优化”设计。在你的开关模式转换器上已经作了更多测量：当晶体管开关开启时暂态电压振荡频率是44 MHz，增加的

200 pF 并联电容降低振荡频率到 22 MHz。伴随 10% 最小责任循环的转换频率是 50 kHz，开关开启电压是 160 V 直流，伴随有 5A 最大转换电流。因此，你知道以下内容：

$$\begin{aligned}
 f_i &= 44 \text{ MHz} \\
 C_i &= 200/3 = 67 \text{ pF} \\
 f_s &= 50 \text{ kHz} \\
 t_{on} &= 0.1/(50 \times 10^3) = 2 \text{ } \mu\text{s} \\
 V_o &= 160 \text{ Vdc} \\
 I &= 5 \text{ A}
 \end{aligned}$$

计算回路电感：

$$L_i = \frac{1}{(67 \times 10^{-12})(2\pi 44 \times 10^6)^2} = 0.196 \text{ } \mu\text{H}$$

突波吸收电阻值：

$$R = \sqrt{0.196/67 (10^{-3})} = 54 \text{ } \Omega$$

在计算电阻功率消耗前，你必须首先选择突波吸收电容量：

$$\frac{L_i I^2}{V_o^2} < C_s < \frac{t_{on}}{10R}$$

$$\frac{(0.196 \times 10^{-6})(5)^2}{(160)^2} < C_s < \frac{2 \times 10^{-6}}{(10)(54)}$$

既然电阻中的功率消耗与电容成正比，选择以上范围接近低端的标准电容。对于一个 220 pF 电容器，每个循环两个变化，电阻中的功率消耗是：

$$P_r = (220 \times 10^{-12})(160)^2(50 \times 10^3) = 0.2 \text{ W}$$

比较“快速”设计和“优化”设计，你会看到对于同样的转换器开关，所要求的减振电阻功率容量被降低到原来1/5，从1 W 到0.2 W，减振电容被降低3.5倍，从780 pF to 220 pF。这是可能的因为附加的回路测量揭示源阻抗实际上是54Ω而不是32Ω，回路电感允许一个较小的电容来消纳回路能量。

通常，快速方法对最终设计是完全充足的。由快速方法来证明你的回路面包板，仅在功率效率和尺寸约束要求作优化设计时，可以继续优化方式。

注意：对更多地RC减振设计，对于RCD减振设计，以及对使用IGBT减振模式的设计，可在www.cde.com/tech/design.pdf 得到应用记录“功率回路的减振设计”