

选择合适的无源和分立元件以实现最高系统性能

作者: Tim Watkins, 核心应用部门, ADI公司

内容提要

有源和无源元件的选择对电源总体性能影响巨大。效率、产生的热量、物理尺寸、输出功率和成本都会在某种程度上依赖于所选的外部元件。本文描述了在一个典型SMPS设计中, 对于下列外部无源和有源器件设计人员需要知道的最重要的规格。这些器件包括: 电阻、电容、电感、二极管和MOSFET。

对于效率至关重要的多供电轨应用, 开关模式电源(SMPS)已成为事实上的标准。在要求长电池续航时间的电池供电和便携式应用中尤其如此。

电源链设计有多种方式。可以使用降压转换器、升压转换器、降压/升压转换器以及其他几种拓扑结构。这些结构的共同点是需要表现出色的外部有源和无源元件才能使系统以最佳状态工作。

某些电源IC解决方案可能只需要三个外部元件, 如ADP2108降压调节器。因为它内置电源开关, 所以这种开关模式稳压器只需要三个外部元件: 一个输入电容、一个输出电容和一个电感。外部元件的上限几乎是无限的, 具体取决于拓扑结构和电源要求。面对设计中的成本、性能和系统可靠性问题, 设计人员必须知道哪些参数最为重要, 以便选择合适的元件。

电阻

电阻人人都懂, 其对SMPS的影响相当有限。然而, 在反馈、补偿和电流检测等使用它的场合, 必须了解其潜在影响。

使用可调稳压器时, 一般会使用外部电阻分压器网络来对输出电压分压, 以向稳压器提供反馈。在这里, 电阻容差和电阻温度系数都会产生影响。新式FPGA和处理器的内核电压更低, 因而对电源电压容差的要求更严格。对于1 V内核电压的FPGA, 5%容差只有50 mV。

图1显示了电阻容差和电阻温度系数如何对最终设计产生重大影响。

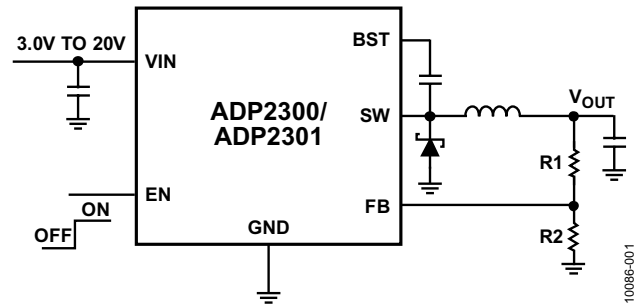


图1.

ADP2301降压调节器有一个0.8 V基准电压源。输出电压为:

$$V_{out} = 0.8 \text{ V} \times \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

如果将电路的增益定义为

$$\frac{R1 + R2}{R2}$$

设计输出电压1 V, 选择R2 = 10 kΩ, 计算得出R1 = 2.5 kΩ。电路的增益为:

$$\left(\frac{10\text{k} + 2.5\text{k}}{10\text{k}} \right) = 1.25$$

如果使用5%容差电阻并考虑最差情况，则增益为：

$$\left(\frac{10.5k + 2.375k}{10.5k}\right) = 1.226 \quad \text{or}$$

$$\left(\frac{9.5k + 2.625k}{9.5k}\right) = 1.276$$

对输出电压而言，这相当于±2%的容差。在要求电源电压容差为5%的系统中，上述容差已消耗掉较大一部分误差预算。

同样的设计如果使用1%容差电阻，则仅有±0.4%的误差。

电阻温度系数也会引起系统误差。如果R1的额定温度系数为+100 ppm/°C，R2为-100 ppm/°C，则温度升高100°C将引起额外的0.4%误差。由于这些原因，建议使用1%容差或更好的电阻。温度系数低至10 ppm/°C的电阻很容易购得，但会提高系统成本。

电容

电容在SMPS设计中有多重作用：储能、滤波、补偿、软启动编程等。像所有实际器件一样，电容有寄生效应，设计人员必须注意。就SMPS储能和滤波而言，两个最重要的寄生效应是有效串联电阻(ESR)和有效串联电感(ESL)。

图2所示为简化的实际电容图。

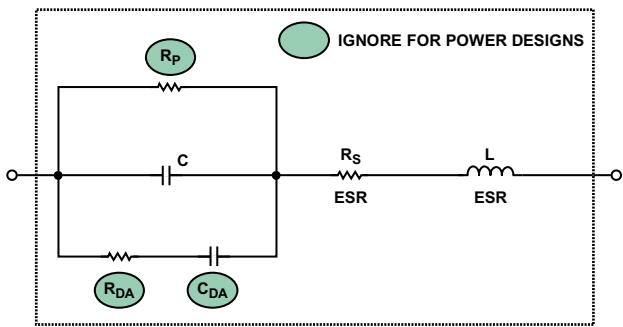


图2.

理想电容的阻抗会随着频率提高而单调下降。图3显示了两个不同100 μF电容的阻抗与频率的关系。一个是铝电解型，另一个是多层陶瓷电容。在较低频率时，阻抗随着频率提高而单调下降，符合预期。然而，由于存在ESR，在某一频率时，此阻抗会达到最小值。当频率继续提高时，电容开始表现得像一个电感，阻抗也会随之提高。阻抗与频率的关系曲线称为“浴盆”曲线，所有实际电容都有类似行为。

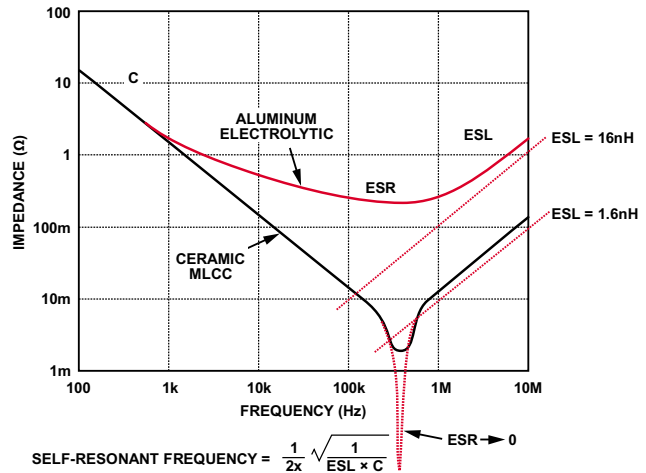


图3.

图4展示了降压转换器设计中的电容功能。输入电容会看到较大的非连续纹波电流。此电容需要能承受高纹波电流(低ESR)并具有低电感(ESL)，如果输入电容ESR过高，电容内将产生I²R功耗。这会降低转换器效率，并且有可能使电容过热。输入电流的非连续性质还会与ESL相互作用，引起输入上的电压尖峰。这会给系统带来干扰噪声。降压转换器中的输出电容会看到连续的纹波电流，这种电流一般很低。为实现最佳的效率和负载瞬态响应，ESR应保持低值。

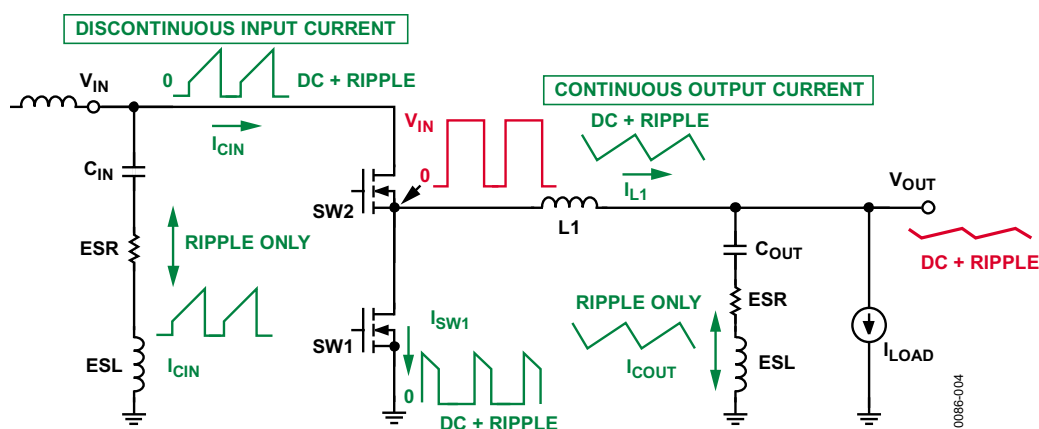


图4.

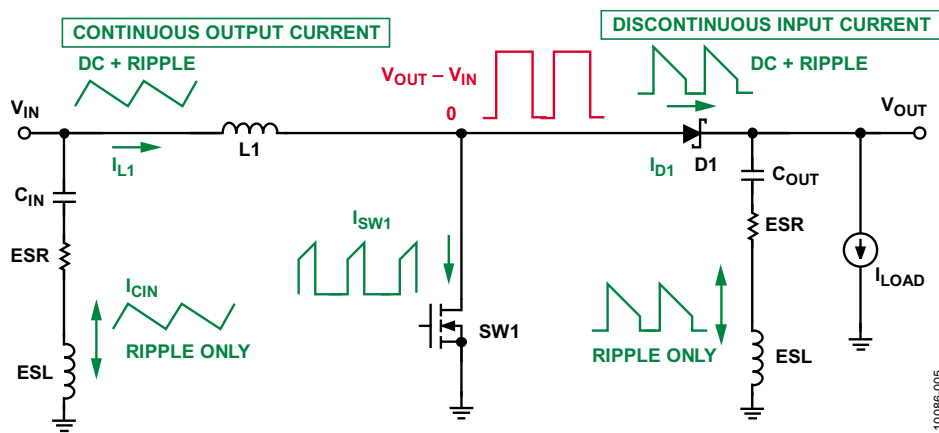


图5.

图5展示了升压转换器中的去耦电容功能。输入电容会看到连续的纹波电流。应选择低ESR电容，使输入上的电压纹波最小。输出电容会看到较大的非连续纹波电流。这里需要使用低ESR和低ESL的电容。

在降压/升压转换器中，输入和输出电容均会看到非连续纹波电流。这种拓扑结构需要使用低ESR和低ESL的电容。

多个电容并联以获得较大的电容也许是明智的。并联情况下电容会增加，而ESR和ESL则会降低。让两个或更多电容并联，便可获得较大的电容和较低的电感与电阻。很多时候，只有利用这种办法才能获得所需的大电容值和低ESR，从而满足设计要求。

使用ADI公司的ADIsimPower等在线设计工具会将这些权衡因素考虑进去，帮助您优化设计。

电容有多种类型可供选择。铝电解电容、钽电容和多层陶瓷电容是三种最常见的类型。像大多数设计决策一样，选择合适的类型涉及一系列权衡因素。

铝电解电容的容值大、成本低，在所有选择中，其成本/ μF 比最佳。铝电解电容的主要缺点是ESR较高，可达数欧姆。务必使用开关型电容，因为其ESR和ESL比通用型要低。铝电解电容还依赖于电解质，由于电解质会逐渐变干，因此电容寿命较短。

钽电容使用钽粉末作为电介质。与同等铝电容相比，钽电容能以更小的封装提供更大的容值，不过成本较高。ESR通常在100 mΩ范围内，比铝电容低。钽电容不使用液态电解质，因而寿命比铝电解型要长。由于这个原因，钽电容在高可靠性应用中很受欢迎。钽电容对浪涌电流敏感，有时需要串联电阻来限制浪涌电流。务必不要超过制造商建议的浪涌电流额定值和电压额定值。钽电容失效时，可能会烧毁并冒烟。

多层陶瓷电容(MLCC)提供极低的ESR(<10 mΩ)和ESL(<1 nH)，采用小型表贴封装。MLCC的最大容值可达100 μF，不过当容值大于10 μF时，物理尺寸和成本会增加。请注意MLCC的电压额定值及其结构中使用的电介质。实际容值会随着施加的电压而变化，这称为电压系数。依据所选的电介质，这种变化可能非常大。图6显示了三种不同电容的容值与施加电压的关系。X7R型电介质性能最佳，大力推荐使用。由于电介质的压电效应，陶瓷电容对PCB振动敏感，所产生的电压噪声可能会扰乱PLL等敏感模拟电路。在此类敏感应用中，不受振动影响的钽电容可能是更好的选择。

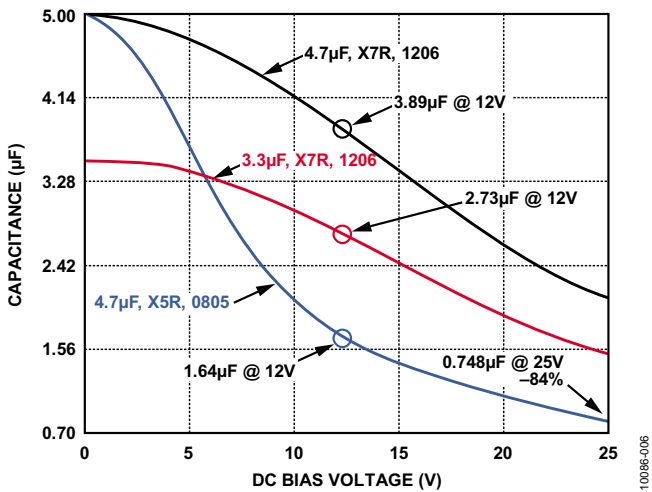


图6.

电感

电感是磁性储能元件，通常是将线圈缠绕在磁芯上构成。电流流过电感时，会在磁芯中感生一个磁场。该磁场就是储能机制。由于电感中的电流无法立即改变，因此，当把一个电压施加于电感时，电流会斜坡上升。图7显示了电感中的电流波形。

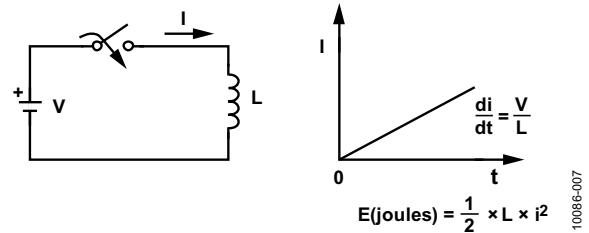


图7.

开关闭合时，全部电压(V)出现在电感上。电感中的电流以V/L的速率斜坡上升。开关断开时，电流以同样的速率斜坡下降，磁场消失，并产生一个大电压。该磁场就是储能机制。图8给出了电感的简化模型。

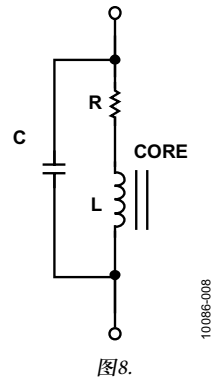


图8.

除电感外，还有串联电阻(DCR)和并联电容。DCR主要是由线圈电阻引起的，对电感的功率损耗计算很重要。并联电容与电感一起可能引起电感自谐振。自谐振频率可以通过下式计算：

$$f_{\text{Resonance}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

一个有效的经验法则是，让开关频率始终比电感的自谐振频率低10倍。在大多数设计中，这不是问题。

电感的功率损耗会引起电感温度升高和效率降低。电感的功率损失主要有两类，设计人员对这两类均要了解。绕组电阻(DCR)损耗就是导线的 $I^2 \times R$ 损耗，也称为铜损耗。电感功率损耗的另一个因素是所谓铁芯损耗。铁芯损耗是铁芯内磁滞和涡电流的综合效应。铁芯损耗的计算要困难得多，可能连数据手册上都不会提供，但会引起铁芯功耗和温度上升。ADI公司已从电感制造商处获得铁芯损耗信息，并将其纳入在线设计工具ADIsimPower中。这样，设计人员就能获得精确的铁芯损耗信息，以及其对SMPS整体设计的影响。

图9展示了降压和升压两种电源设计中的电感功能。电感的主要作用是储能，但也可用作滤波器。选择电感值时，首先要确定期望的最大纹波电流。一个很好的出发点是：对降压转换器，使用直流负载电流的30%；对升压转换器，使用直流输入电流的30%。这样就可以利用图9中的公式计算电感值。

现成电感的容差可能高达 $\pm 30\%$ ，计算时务必加以考虑。另外还要根据下式选择电感：

$$I_{sat} \geq I_{dc} + \frac{I_{ripple}}{2}$$

其中 I_{sat} 为电感的饱和电流。饱和电流是指电感感值降低某一百分比时流过的电流。此百分比随制造商不同而异，范围在10%到30%之间。选择电感时，务必注意饱和电流随温度而变化，因为电感很可能要在高温下工作。最差情况下，电感值降低10%一般是可接受的。使用大于必要值的电感会占用更多的PCB面积，并且成本通常更高。较高的开关频率支持使用值较低的电感。

用于SMPS的电感主要有两种铁芯材料：铁粉芯和铁氧体。铁粉芯的材料之间有气隙，导致饱和曲线较平缓。因此，采用这种铁芯材料的电感更适合需要大瞬时电流的应用。铁氧体磁芯电感会更快速地饱和，但成本和铁芯损耗较低。

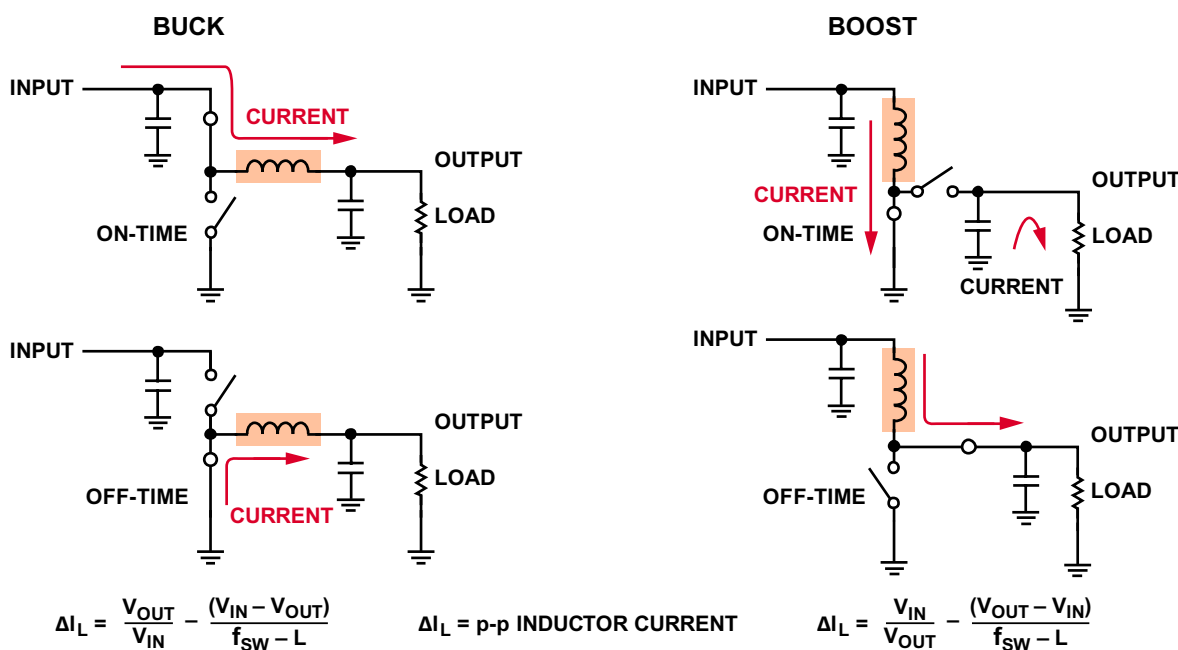


图9.

10086-009

为电路选择合适的电感值并不是简单的计算，但多数设计可支持范围相当宽的电感值。

低值电感的优势有：

- 更低的DCR
- 更高的饱和电流
- 更高的 di/dt
- 更快的开关频率
- 更好的瞬态响应

高值电感的优势有：

- 更低的纹波电流
- 更低的铁芯损耗
- 电路开关中的电流有效值更低
- 满足输出纹波要求所需的电容更低

电感家族中一个相对较新的成员是多层芯片电感。这种芯片电感的物理尺寸非常小(0805)，支持超小型设计。电感值目前最高可达 $4.7\mu\text{H}$ ，因此，一般适合较高开关频率的设计。小尺寸也限制了其电流处理能力(约 1.5A)，因此，不能用于较高功率的设计。与标准绕线电感相比，芯片电感成本更低、尺寸更小、DCR更低，设计人员可以酌情使用。

屏蔽电感与无屏蔽电感

虽然屏蔽电感较昂贵且饱和电流较低(物理尺寸和电感值相同的情况下)，但它能大大降低EMI。为了帮助消除设计的EMI问题，使用屏蔽电感是值得的。开关频率较高时尤其如此。

二极管

异步开关电源设计采用无源开关。该开关通常是一个二极管。然而，由于二极管的正向压降，异步设计的输出一般小于 3A ，否则效率会大幅下降。

除最高电压设计外，异步稳压器建议使用肖特基二极管，其击穿电压最高可达 100V 左右。与硅二极管相比，肖特基二极管的正向压降较低，因而功耗显著降低。

另外，其反向恢复时间为 0 ，这也能消除二极管的开关损耗。

肖特基二极管还提供超低正向压降版本。不过其击穿电压最高只有 40V 左右，成本也略高，但可进一步降低二极管的功耗。

选择二极管时，必须考虑正向压降、击穿电压、平均正向电流和最大功耗。应选择正向压降尽可能低的器件，但务必使用数据手册中与设计电流相关的正向压降值。很多时候，随着正向电流增加，正向压降会大幅提高。正向压降越高，器件功耗越大。这又会降低转换器效率，并且有可能使二极管过热。

二极管的正向电压温度系数为负值。这是一把双刃剑。一方面，随着二极管温度升高，正向压降会降低，因而器件的功耗会减小。然而，由于这一效应，不宜使用并联二极管来分流，因为其中一个二极管往往会处于支配地位，得到并联系统中的所有电流。

二极管的击穿电压额定值应高于系统电压。正向电流额定值应大于电路中设计的电感电流有效值。当然，二极管必须能够消散足够的功率，避免过热。所选器件的最大功耗额定值应大于设计要求。ADI公司的在线电源设计工具 [ADIsimPower](#) 有一个很大的二极管数据库，致力于帮您选择最适合特定应用的器件。

MOSFET

开关电源中的“开关”一般是MOSFET。超高电压和电流设计可能会使用IGBT型晶体管。

MOSFET主要分为N沟道和P沟道两大类，两者各有千秋。

N沟道增强模式器件需要一个正栅极-源极电压才能导通，导通电阻低于相同大小的P沟道器件，成本也更低。

P沟道器件需要一个负栅极-源极电压才能导通，导通电阻较大，成本略高。

由于要求栅极-源极电压为正，N沟道器件往往更难以驱动，因为可能需要将栅极驱动到系统主电源电压以上。这通常是由一个简单的自举电路来处理，但会增加系统的成本和复杂性。最新的IC稳压器包括自举二极管，可降低成本和元件数。

P沟道器件则很容易驱动，无需附加电路。使用P沟道MOSFET的缺点是成本和导通电阻较高。

选择MOSFET时，必须注意一些关键性能参数： R_{ds} 、 V_{ds} 、 V_{gs} 、 C_{dss} 、 C_{gs} 、 C_{gd} 和 P_{max} (排名不分先后)。

R_{ds} 为驱动栅极时器件的导通电阻。在SMPS中， R_{ds} 越低越好。这样可以降低器件的 $I^2 \times R$ 功耗并提高效率。MOSFET的一个良好特性是 R_{ds} 具有正温度系数。这使得MOSFET非常适合并联使用，因为并联时，器件会均等地分享电流。

V_{ds} 表示MOSFET的击穿电压。应选择大于系统电压的击穿电压额定值。击穿电压越高通常意味着成本越高，因此不要使用额定值过大的器件。

V_{gs} 指栅极-源极阈值电压。这是使器件导通所需的电压。

MOSFET器件存在最大电流额定值和最大功耗额定值，不得超过这些额定值。内部功耗主要有两个来源： $I^2 \times R_{ds}$ 和开关损耗。

当MOSFET(开关)导通时，功耗只有一个来源，即 $I^2 \times R_{ds}$ 损耗。开关关断时，器件无功耗。但在转换期间，器件会有功耗。转换期间的功耗称为开关损耗。

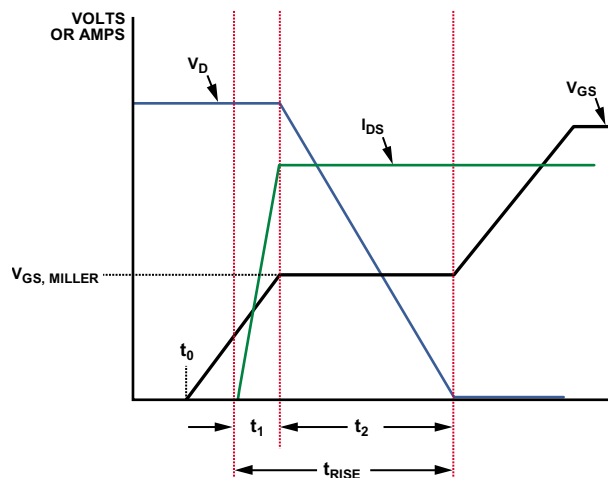


图10.

图10所示为开关损耗曲线。它主要是栅极上的电容引起的，包括栅极-源极电容和栅极-漏极电容。要导通和关断MOSFET，必须对这些电容充电和放电。注意图10中的电压和电流波形。导通期间，在一定时间内，器件上不仅存在电压，而且还有电流流过。这会导致器件的 $V \times I$ 功耗。频率越高，开关损耗越大。这是SMPS设计中诸多权衡因素之一。频率越低，电感和电容越大，效率越高。频率越高，电感和电容越小，但损耗较大。

小结

设计SMPS时，辅助元件的选择常常屈居于控制器或稳压器IC之后，但有源和无源元件的选择对电源总体性能影响巨大。效率、产生的热量、物理尺寸、输出功率和成本都会在某种程度上依赖于所选的外部元件。为了做出最佳选择，需要仔细分析性能要求。使用ADI公司的ADIsimPower等集成设计工具可简化这一过程。ADIsimPower允许用户输入设计条件，包括决定电路板空间、价格、效率或成本的优先顺序。然后，它会执行所有必要的计算来分析设计，

MS-2208

并推荐符合设计条件的元件。[ADIsimPower](#)有一个很大的元件数据库，数据来自各家制造商。某些情况下，该工具甚至会使用制造商未公开的数据以便给出最精准的建议。

资源

有关ADIsimPower设计工具的信息，请访问：www.analog.com/ADIsimPower。