

## 热插拔控制器应用中的常见问题及解决思路

Dane Zhang

Sales and Marketing/SZ AA4

### ABSTRACT

随着科技的进步和发展，终端用户对于承载这些日新月异功能的算力要求也越来越高。服务器的功率也从以前的两百到三百瓦在几年时间内飞速提升到五百瓦甚至是 AI 服务器中的上千瓦。更高的功率应用场景，对于服务器的供电架构提出了更高要求，在当前的服务器应用中，很重要的一项任务是对母板的输入进行监控和保护。TI 的 TPS2471X 系列芯片和集成可并联方案 TPS25984X 能够很好的使用服务器大功率场景，以优秀的性能帮助规避在输入保护电路中可能存在的问题。其中 TPS24711 由于其热插拔控制器特性，能够灵活选择外部 MOS 管使其在更多的应用中广泛适用，因此本文将针对 TI 在服务器大功率场景下会使用到的 TPS24711 Hot-swap 方案，结合在实际应用中容易碰到的启机问题以及相对应的 MOS 管方案选择进行相关的分析。

### Contents

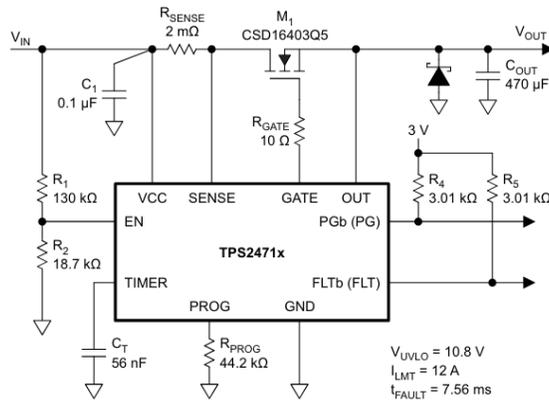
<b>1</b>	<b>热插拔控制器在服务器电源系统中的应用简介 .....</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>热插拔控制器设计中常见问题和注意事项 .....</b>	<b>3</b>
	2.1 系统上电时间理论分析 .....	3
	2.2 电流限制模式下开启过程 .....	4
	2.3 功率限制和电流限制共同作用下开启过程 .....	5
<b>3</b>	<b>系统上电时间偏差问题以及来源 .....</b>	<b>6</b>
	3.1 栅极电流 $I_{GATE}$ 对启机时间的影响 .....	7
	1. T1 阶段的误差来源分析 .....	7
	2. TPS24711 在启机设计中的优势和注意事项 .....	7
	3.2 功率限制过程对启机时间的影响 .....	8
<b>4</b>	<b>系统超时时间对系统 SOA 的影响评估 .....</b>	<b>9</b>
	4.1 基于 SOA 曲线图获取电流及其持续时间的安全区间 .....	9
	4.2 系统启机时长的安全性评估及相应解决方案 .....	10
<b>5</b>	<b>增加缓起控制来优化系统 SOA .....</b>	<b>11</b>
	5.1 选择合适的 $C_{SS}$ 以确保启机过程的可靠性 .....	11
	5.2 设计 MOS 管缓起控制电路案例分析 .....	13
<b>6</b>	<b>总结 .....</b>	<b>14</b>
<b>7</b>	<b>参考文献 .....</b>	<b>14</b>

### Figures

<b>Figure 1.</b>	<b>服务器供电简图 .....</b>	<b>3</b>
<b>Figure 2.</b>	<b>TPS24711 典型应用简化电路 .....</b>	<b>4</b>
<b>Figure 3.</b>	<b>电流限制条件下的启机过程 .....</b>	<b>5</b>

Figure 4.	功率限制与电流限制共同作用下的启机过程 .....	5
Figure 5.	给定条件下的实测上电波形 .....	6
Figure 6.	栅极电流和限功率电阻之间的(a)实测表格; (b)实测关系曲线 .....	7
Figure 7.	修改 $R_{PROG}$ 至 $50k\Omega$ 时的启机波形 .....	8
Figure 8.	(a)实际应用中启机过程的 $V_{OUT}$ 波形 (b)EVM 测试启机过程的 $V_{DS}$ 波形 .....	8
Figure 9.	实际案例 MOS 管 SOA 曲线 .....	9
Figure 10.	基于 SOA 曲线获得的功率和时间关系表 .....	9
Figure 11.	TPS24711 MOS 管缓起控制电路 .....	11
Figure 12.	$C_{SS}=80nF$ 容值过大时的启机超时波形 .....	12
Figure 13.	$C_{SS}=1nF$ 容值过小时的启机过快现象 .....	12
Figure 14.	$C_{SS}=40nF$ 容值大小合适时的启机波形 .....	13





**Figure 2. TPS24711 典型应用简化电路**

$R_{SENSE}$ : 当电阻两端的压降超过某个阈值时, 热插拔控制器会响应为相应状态。过流保护的电压阈值为 25mV, 则有:

$$I_{LIM} = \frac{25\text{mV}}{R_{SENSE}}$$

$R_{PROG}$ : 通过该阻值来设置功率保护点:

$$P_{LIM} = \frac{\frac{3125}{R_{PROG}} - 0.9\text{mV} * V_{CC}}{R_{SENSE}}$$

上面有提到两个限制/保护点的设置, 在系统上电的过程中热插拔控制器通常会有以下两种开启模式, 一种是电流限制, 一种是功率限制与电流限制共同作用。

## 2.2 电流限制模式下开启过程:

当通过  $R_{SENSE}$  设置的电流限制点小于  $P_{LIM}/V_{CC}$ , 说明在整个启机过程中全部由电流限制发挥作用, 不会触发功率限制。首先  $GATE$  引脚给 MOS 管的栅极充电, 当栅-源电压经过  $t_1$  到达阈值  $V_{TH}$  后 MOS 管开始导通。在  $t_1$  到  $t_2$  时间, 漏源电流跟随  $k(V_{GS} - V_{TH})^2$  关系增长。 $t_2$  到  $t_3$  过程由于 TPS24711 内部跨导放大器会将  $R_{SENSE}$  电阻上的压降转换为芯片  $GATE$  引脚的充电电流, 从而将  $V_{GS}$  控制在  $V_{GSL}$ , 此时漏源电流值为  $I_{LIM}$ 。如果计算这种情况下的整体启机时间则为:

$$t_1 + t_2 \approx \frac{V_{GSL} * C_{ISS}}{I_{GATE}}$$

$$t_3 \approx \frac{C_{OUT} * V_{CC}}{I_{LIM}}$$

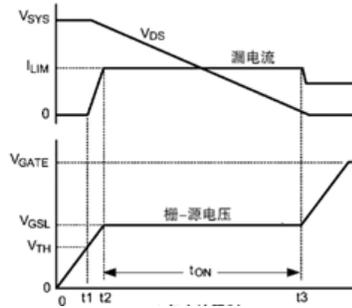


Figure 3. 电流限制条件下的启机过程

### 2.3 电流限制与功率限制共同作用下开启过程:

当通过  $R_{SENSE}$  设置的电流限制点大于  $P_{LIM}/V_{CC}$ ，在启机过程中漏源电流从 0 开始增加，TPS24711 首先由功率限制起作用。首先 GATE 引脚给 MOS 管的栅极充电，当栅-源电压经过  $t_1$  到达阈值  $V_{TH}$  后 MOS 管开始导通。电流增长并在  $t_2$  时间点到达图中的  $I_P$ ，此时触发到 TPS24711 设置的功率限制点  $P_{LIM}$ 。 $t_2$  到  $t_3$  时间为功率限制过程，该过程中  $V_{DS}$  逐渐减小，相对应的漏源电流逐渐增大，直到该电流增大到  $I_{LIM}$  时为  $t_3$ 。 $t_3$  到  $t_4$  的过程再次回到限流模式，该过程同情况 1) 直到输出电容充电至  $V_{CC}$ 。本文会以该情形为例介绍在设计启机时间的过程中要额外注意的误差来源，首先理论分析该情况下的整体启机时间为：

$$t_1 + t_2 \approx \frac{V_{GSL} * C_{ISS}}{I_{GATE}}$$

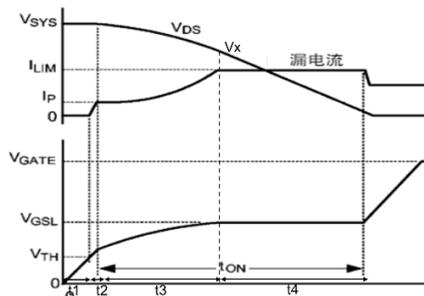
$$t_3 \approx \frac{1}{2} * C * \left[ \frac{V_{CC}^2}{P_{LIM}} - \frac{V_{CC}}{I_{LIM}} \right]$$

$t_3$  的时间计算过程可以先设  $t_3$  点，即进入限流模式时的电压为  $V_x$ ，此时近似将  $t_2$  到  $t_3$  的电流上升过程看成是直线斜率， $CV$  的平方的二分之一来计算，。此时有关系式如下：

$$t_3 \approx \frac{1}{2} * C * \frac{(V_{CC} - V_x)^2}{P_{LIM}}$$

$t_4$  的时间如下式，该过程类似之前的限流开启过程：

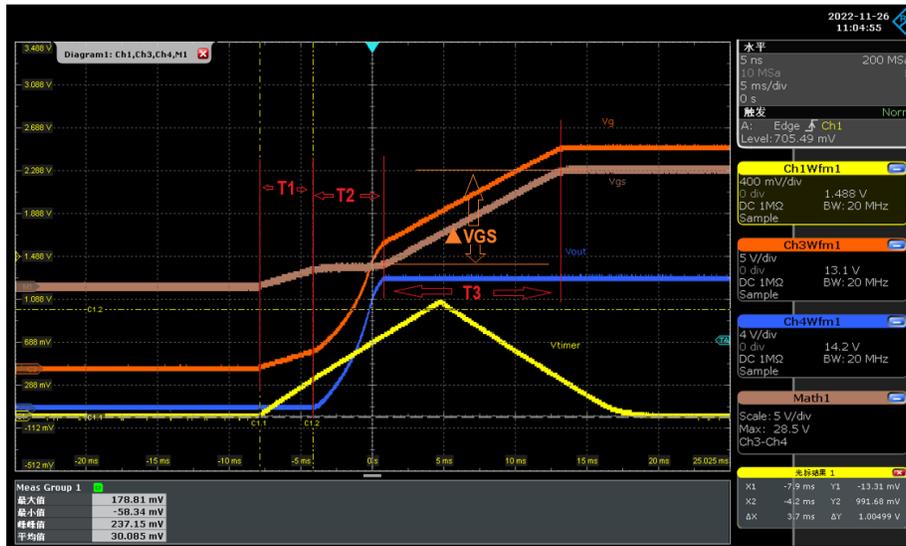
$$t_4 \approx C * \frac{V_x}{I_{LIM}} = C * \frac{P_{LIM}}{I_{LIM}^2}$$



**Figure 4. 功率限制与电流限制共同作用下的启机过程**

### 3 系统上电时间偏差问题以及来源

上面部分对上电时间的组成进行了分析，下图是客户在实际应用中的上电波形，这里同样将时间分为 T1, T2, T3。实际应用中，热插拔控制器会通过 timer 计时器来对上电时间进行计时，同时系统中的主机也会对上电时间进行监控，当在设定时间内 MOS 管的栅极电压没有到达指定电压值，系统或控制器会认为上电超时，对系统做出相应动作。通常热插拔控制器的手册中会建议将上电超时计时时间设置为理论值的 1.5 倍。下面会结合实际案例分析该 1.5 倍的裕量是怎么得来的。


**Figure 5. 给定条件下的实测上电过程波形**

图中展示的启机过程参数条件如下，本文也将用该实际参数作为案例进行分析。

电流检测电阻  $R_{SENSE}=0.25m\Omega$ ，对应的电流限制点为 100A；

MOS 管选用 3 管并联方案，其中部分关键参数为  $C_{ISS}=7200pF$ ； $V_{Gsth}=2.2V$ ； $R_{\theta JA}=62^{\circ}C/W$ ； $R_{DSON}=1.4m\Omega$  功率限制电阻  $R_{PROG}=100K\Omega$ ，对应功率限制点为  $P_{LIM}=81.8W$ ；上电报错计时器电容  $C_T=115nF$ ；输出电容  $C_{OUT}=4000\mu F$ 。

根据之前的理论计算时间应为：

$$T_1 = \frac{V_{Gsth} * C_{ISS}}{I_{GATE}} = \frac{3 * 2.2V * 7200pF}{20\mu A} = 2.4ms$$

$$T_2 = \frac{C_{OUT} * P_{LIM}}{2 * I_{LIM}^2} + \frac{C_{OUT} * V_{CC(MAX)}^2}{2 * P_{LIM}} - \frac{C_{OUT} * V_{CC(MAX)}}{I_{LIM}}$$

$$= \frac{4000 * 81.8 * 10^{-6}}{2 * 100^2} + \frac{4000 * 12^2 * 10^{-6}}{2 * 81.8} - \frac{4000 * 12 * 10^{-6}}{100} = 3.1ms$$

$$T_3 = \frac{V_{GS} * C_{ISS}}{I_{GATE}} = \frac{11V * 7.2nF * 3}{20\mu A} = 11.88ms$$

### 3.1 栅极电流 I<sub>GATE</sub> 对启机时间的影响:

#### 1. T1 阶段的误差来源分析

和实际波形进行对比，发现在实测中 T1 时间为 3.7ms 约为计算值的 1.5 倍。根据 T1 的计算公式，带来影响的因素可能有外部 MOS 管的 C<sub>ISS</sub> 的差异，该部分本文不详细讨论，建议在设计的过程中选择 C<sub>ISS</sub> 偏差范围较小的 MOS 管，同时做好裕量设计。计算公式中会产生影响的另一部分则是热插拔控制器的栅极电流，经过实测可以发现市面上热插拔控制器的栅极电流并非都是手册中给出的典型值。可以发现实际应用中看到的误差主要来源为实际的 GATE 电流并非一直是典型值 20uA。以市面上热插拔控制器的设计手册为例，栅极电流的最小值为 10uA，最大值为 40uA，在实际应用中栅极电流带来的影响可能高达两倍偏差。为了实现一个可靠的电子保险丝功能，用户往往需要在设计的时候预留较大裕量，这给设计和物料的选择带来了很多的限制和不便。

#### 2. TPS24711 在启机设计中的优势和注意事项

TI 的 TPS24711 相较于市面上其他热插拔控制器一点显著的优势在于栅极电流与功率限制电阻存在一定的关系，这使得针对不同的应用，用户可以自行选择相应的栅极电流来优化系统；此外能减少 T1 阶段的误差来源，使得设计的系统更加可控和可靠。下面是对 TPS24711 栅极电流与功率限制电阻关系的实验结果。

在 TI 提供的 EVM 板上实际测试的栅极电流与限功率电阻的测试表格以及关系曲线图如下，当限功率电阻增加，栅极电流受到影响成反比例下降；当限功率电阻逐渐减小，栅极电流成反比例增大，直到当栅极电流到达 30uA 左右时稳定。

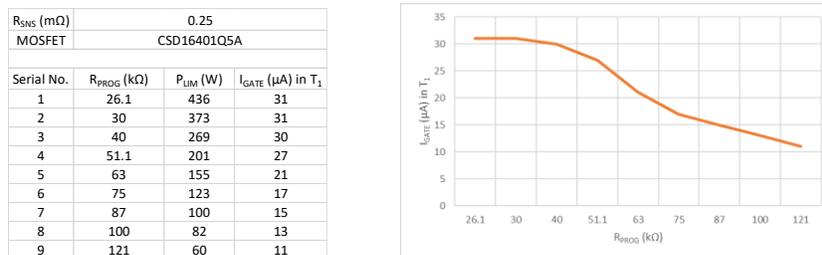


Figure 6. 栅极电流和限功率电阻之间的(a)实测表格; (b)实测关系曲线

对上述实验结果进行总结可以得到如下结论以及关系式:

$$I_{GATE} = \min \left[ 30, \left( \frac{K \times 675 \text{ mV}}{R_{PROG}(\text{k}\Omega)} \right) \right]$$

在不改其他参数的情况下，在实际应用中，通过把 R<sub>PROG</sub> 由原来的 100kΩ 调整设置为 50kΩ，可以从启机波形中观察到 T1 阶段的时间从原来的 3.7ms 缩减为 2ms，基本符合理论计算得到的 T1 时间。

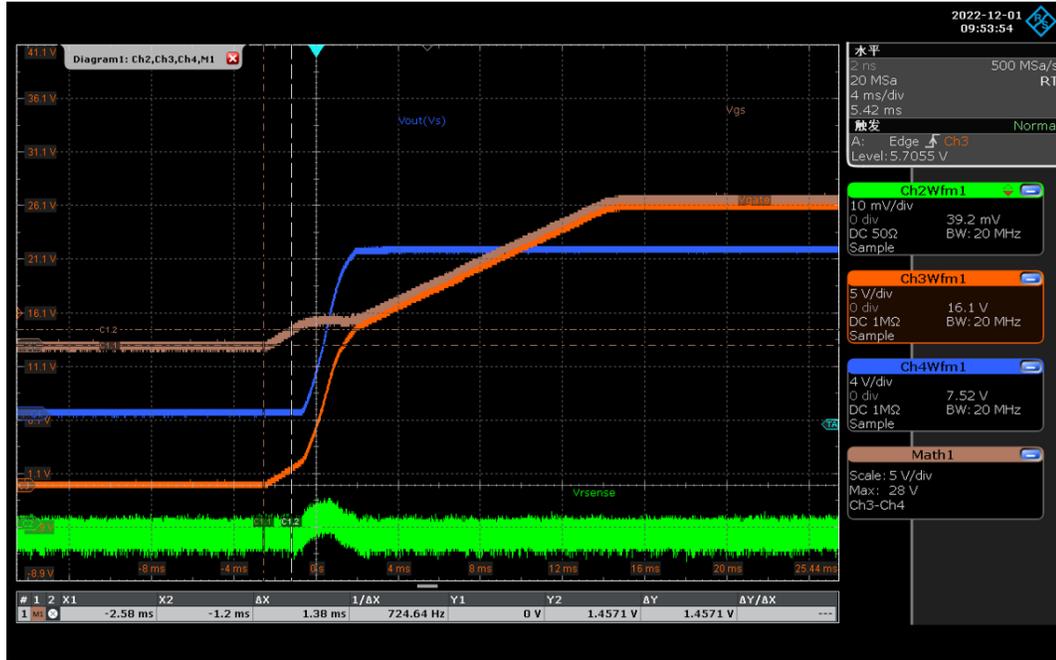


Figure 7. 修改 R<sub>PROG</sub> 至 50kΩ 时的启机波形

通过实验证明，TPS24711 相较于市面上其他的热插拔控制器它的栅极电流与限功率电阻之间的关系是确定的，且通过限功率电阻的调节，可以使栅极电流更符合用户的需求，在不同的应用场景下都能适配外围 MOS 管，让 MOS 管的选择简化，同时也在裕量设计中排除了很多干扰简化了启机设计。

### 3.2 功率限制过程对启机时间的影响：

T2 时间段的理论计算值为 3.1ms，实测波形中为 5ms，通过下面两张实测波形可以发现，该误差主要来源为我们做理论计算时，将 T2 时间的计算近似为了电压线性下降的情形，实际上在功率限制的启机条件下电压在到达限流节点之前近似为： $\frac{P_{LIM}}{I_{DS}} = \frac{P_{LIM}}{k(V_{GS}-V_{GSTH})^2}$ ，是一条先缓后快下降趋势的曲线，所以实际的电压值会大于理论值。因此在该时间段做估算时，建议将裕量设置为 1.5 倍。

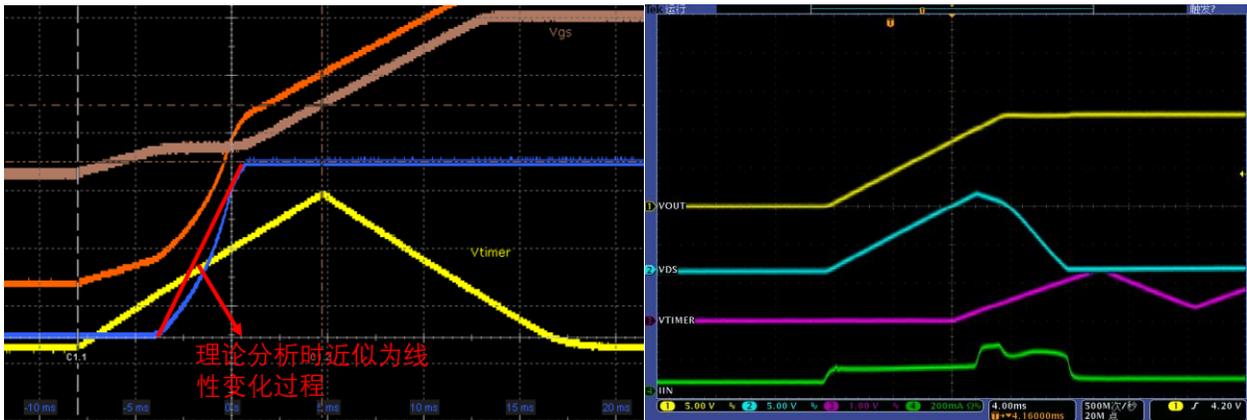


Figure 8. (a) 实际应用中启机过程的 VOUT 波形 (b) EVM 测试启机过程的 VDS 波形

T3时间段的理论计算值为 11.88ms 实测时间为 12ms，由于该阶段处于限流模式，计算的时间基本会符合实际应用中的时间。

总结来看 T1 阶段差距较大，建议预留 2 倍裕量，T2 阶段建议预留 1.5 倍裕量，T3 阶段基本符合预期。因此总体的上电超时设置建议设置在 1.5 倍的理论计算值 T，2 倍裕量更加保险。

## 4 上电超时时间对于系统 SOA 的影响评估

### 4.1 基于 SOA 曲线图获取电流及其持续时间的安全区间

当按照上述的裕量设置好  $C_T$  以及得到相应的报错时间 T 之后，我们需要考虑在使用场景下 MOS 管对该电流和电压的承受能力。通常我们在一份 MOS 管的数据手册中能找到相应的 SOA 曲线图，图中会给出在不同功率场景下 MOS 管的安全工作时间。

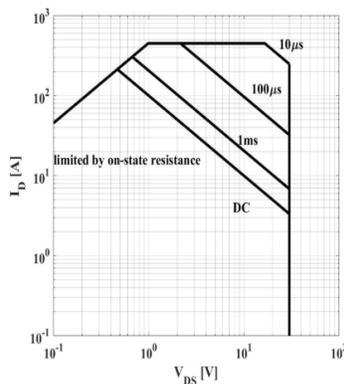


Figure 9. 实际案例 MOS 管 SOA 曲线

为了方便评估在设计 T 值情况下的安全性，我们可以基于系统面临最恶劣场景的  $V_{DS}$  电压，将 SOA 曲线图重新整理成 MOS 管承受电流和对应时间的关系式。以该案例为对象，通过对 MOS 管 SOA 曲线的分析，可以知道当  $V_{DS}$  为 12V 时，可以列出不同电流持续时间和对应的功率以及分别取 log 后的表格如下。可以发现功率和时间的对数函数结果是成线性关系的。在  $V_{DS}$  电压一定的条件下（该例中为 12V），SOA 允许的电流和时间的对数也应该是成线性比例关系的。因此，当我们知道 SOA 上几个特定持续时间允许的最大电流时，可以利用关系式得到任意持续时间下允许的最大电流，或是给定最大电流情况下可持续的最大时间。

持续时间(us)	SOA对应功率(W)	Log(时间)	Log(功率)
DC/100000us	10A*12V=120W	5	2.07
1000us	20A*12V=240W	3	2.38
100us	100A*12V=1200W	2	3.08
10us	450A*12V=5400W	1	3.73

Figure 10. 基于 SOA 曲线获得的功率和时间关系表

具体关系式如下所示：

$$T_{SAFE} = k * t^x$$

其中

$$x = \frac{\ln[I(t_1)/I(t_2)]}{\ln[t_1/t_2]}$$

$$k = \frac{I(t_1)}{t_1^x}$$

## 4.2 系统启机时长的安全性评估及相应解决方案

上面分析了通过 SOA 曲线获取安全电流范围以及电流持续时间的方法。现在我们设计的系统的安全性评估很大程度上取决于上电过程中设计的报错计时器的时长。TPS24711 的一大优势在于相较于市面上的热插拔控制器，其栅极电流能力更强，能够在更短时间内完成系统启机过程，从而系统面临的 SOA 压力更小。

还是以上面提到的实际案例为例，最恶劣场景的 VDS 电压为 12V，此时电流为 81.8W/12V=6.82A，极端情况下该条件将会持续时间 T=15.53ms，直到告警计时器告警。我们利用之前得到的对数关系式来计算当给定告警时间 T 时，系统在 12V 情况下最多能承受的电流计算如下：

$$x = \frac{\ln[I(t_1)/I(t_2)]}{\ln[t_1/t_2]} = \frac{\ln[90A/20A]}{\ln[0.1ms/1ms]} = -0.65$$

$$k = \frac{I(t_1)}{t_1^x} = \frac{20A}{1ms^{-2.3}}$$

$$I(15.53ms) = 20A * (ms)^{0.65} * (15.53ms)^{-0.65} = 3.363A$$

上面公式计算出了理论上的 SOA 范围内可承受最大电流为 3.363A，之前计算出的启机过程中每个 MOS 管可能面临的电流最大值可能为 6.82A/3=2.273A，看起来是满足需求。但是实际应用中在此基础上还需要额外考虑环境温度以及上电过程中可能面临的短路或是极端大电流场景。在这些场景中，之前的计算电流值需要腾出更多裕量来填补这些极端场景下温度的突然上升。在此设计中，限流电阻设置为 0.25mohm，因此极端情况下负载电流最大值可能为 25mV/0.25moh/3=33.3A。这个 33.3A 在给定 MOS 管中将产生的热量如下式计算（注意这里的最大可能负载电流仅用作温度降额考虑因素）。

$$T = T_{Ambient.max} + R_{\theta JA} * I_{SYS.MAX}^2 * R_{DS(ON)} = 55^{\circ}C + 62 \left( \frac{^{\circ}C}{W} \right) * (33.3A)^2 * 1.4m\Omega = 151.2^{\circ}C$$

注意此时评估有过温风险，需要考虑增加 MOS 管并联数量。这里将 MOS 管的数量从 3 增加为 4 颗并联，重新计算 MOS 管温度：

$$T = T_{Ambient.max} + R_{\theta JA} * I_{SYS.MAX}^2 * R_{DS(ON)} = 55^{\circ}C + 62 \left( \frac{^{\circ}C}{W} \right) * (25A)^2 * 1.4m\Omega = 109.25^{\circ}C$$

该案例分析基于该温度做电流降额计算：

$$I_{SOA.MAX} = I(15.53ms) * \frac{T_{JMAX} - T}{T_{JMAX} - 25^{\circ}C} = 3.363A * \frac{150^{\circ}C - 109^{\circ}C}{125^{\circ}C} = 1.103A$$

可以看出考虑温度影响下的电流降额后 SOA 安全电流值仅为 1.103A，小于启机过程中可能出现的电流  $6.82A/4=1.705A$ ，因此在该设计中系统将面临 MOS 管 SOA 裕量不足的风险。此时建议更换 MOS 管或是使用更多的 MOS 管并联工作。另外在大电流场景时，推荐使用 TI 最新的 E-fuse 系列产品，该系列产品能够支持多相并联并且凭借内部优异的保护机制能够在上电过程中保证充足的 SOA 裕量。

## 5 增加 MOS 管缓起控制来优化系统 SOA

该案例在实际启机在 TIMER 设置的情况下会导致 MOS 工作在 SOA 区域外，系统是面临风险的。为了解决这种风险，可以选择更换或使用更多 MOS 管并联，或是使用最新的集成电子保险丝方案。本文介绍另一种系统优化方案，TPS24711 为用户提供了 MOS 管缓起控制的良好前提，即栅极驱动电流能够在确定的应用场景下被看成使固定值，同时 TPS24711 在 GATE 引脚提供了缓启动电路的设计可能。在热插拔电路的栅极增加缓起控制如下图所示，该软启动电容能够延缓和限制输出电流的增加，从而使得 MOS 管处于安全的 SOA 中。

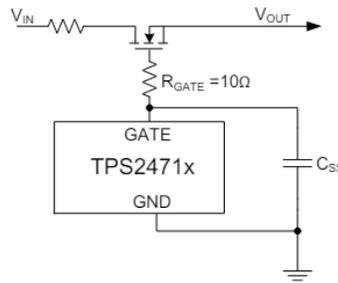


Figure 11. TPS24711 MOS 管缓起控制电路

其中  $C_{SS}$  大小的选择主要受到  $V_{IN}$  和栅极电流大小的影响，计算公式如下：

$$C_{SS} = \frac{I_{GATE} * t}{V_{IN}}$$

由于 MOS 管的开通和输出电压  $V_{OUT}$  的建立过程基本保持一致，在确定 MOS 缓起电容之后，根据 MOS 管开通时间可以对输出电压，输出电流以及相应的 MOS 管应力做出相应的评估。

### 5.1 选择合适的 $C_{SS}$ 以确保启机过程的可靠性：

要评估启机过程中的系统输出设计的 SOA 裕量，首先还是要像之前介绍的一样，通过电流以及时间的关系式来进行判断。首先由于上电过程实际上是对输出电容的充电过程，因此可以简单的评估出在特定的输出电容条件下，输出电压建立时间越长，对应的电流越小。当输出电压时间固定时，输出容性负载越少，所带来的电容越小。在进行  $C_{SS}$  的设计过程中需要考虑以下几种可能情况：

#### 1. $C_{SS}$ 电容选取过大

过大的  $C_{SS}$  会导致启机过程中的栅极电压建立时间过慢，从而导致上电超时的风险。如下图所示，将  $C_{SS}$  设计为 80nF，此时对应的启机时间约为 16ms。此时栅极电压建立缓慢，相应的输入电流波动非常平缓，此时面临的 MOS 管应力最小，但是可能导致的问题是可以从下图看到由于栅极电压爬坡缓慢导致报错计时器计时结束时启机仍未完成，从而启机超时系统无法正常上电。

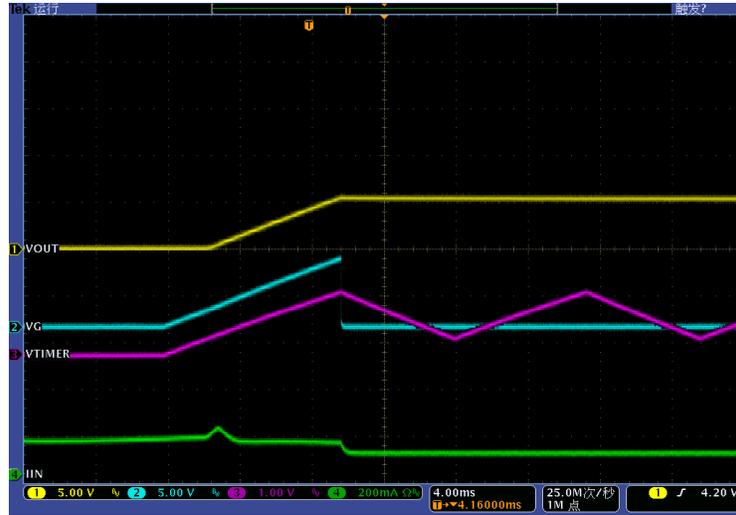


Figure 12.  $C_{SS}=80nF$  容值过大时的启机超时波形

## 2. $C_{SS}$ 电容选取过小

$C_{SS}$  太小或者是不使用该栅极缓起电路，可能会导致 MOS 管开通过快，从而引发上电过程中的电流限制或使得 MOS 管面临 SOA 风险。下图为  $C_{SS}$  设计为  $1nF$ ，该电容值小于 MOS 管自身的  $C_{ISS}$ ，此时可以当作缓起电路并不起作用，上电过程中由于开通过快导致了限流过程，此时需要格外注意 MOS 管是否工作在安全区域。

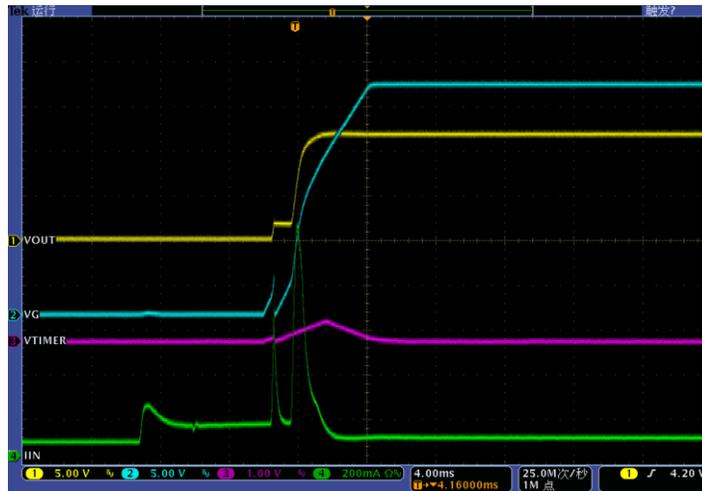


Figure 13.  $C_{SS}=1nF$  容值过小时的启机过快现象

## 3. $C_{SS}$ 电容选取适当

当选取合适的缓起电容时，既能通过设置理想的开通时间使得启机时间落在合适的范围内，同时也可以保证启机过程中容性负载带来的瞬态压力能够更好的均推到一段较长的时间内，从而给 MOS 管带来的 SOA 压力减小。

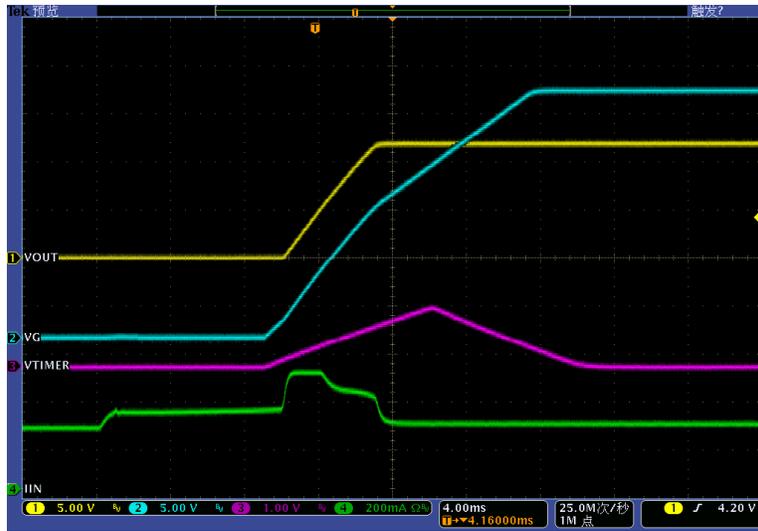


Figure 14.  $C_{SS}=40nF$  容值大小合适时的启机波形

## 5.2 设计 MOS 管缓起控制电路案例分析

以之前的系统为例，基于输出电容  $4000\mu F$  首先拟定一个启机电压建立时间为  $12ms$ ，此时电压速率对应位  $1V/ms$ 。可以通过下式计算得到

$$I_{START} = C_{OUT} * \frac{dV_{OUT}}{dt} = 4000\mu F * \frac{1V}{ms} = 4A$$

此时每个 MOS 管承担的电流仅为  $4A/4=1A$ 。整个充电过程中，系统面临最恶劣的条件依然是  $V_{DS}=12V$  并且电流为上面计算的  $I$  的场景。但该理论的极限情况会随着输出电压的抬升导致  $V_{DS}$  逐渐减小，因此我们同样可以通过近似的方式，将  $V_{DS}$  下降过程近似为一条直线，此时可以等效为使用一半的输出建立时间  $6ms$  来对 SOA 进行评估。类似在上电超时情形时的分析，此时我们有 SOA 安全区域电流  $I$  的值为：

$$I_{SOA} = 20A * (ms)^{0.65} * (6ms)^{-0.65} = 6.24A$$

同样的在这里需要考虑到最恶劣工况时的温度带来的降额，由于之前已经详细分析了计算公式，这里可以知道在考虑降额后的电流为

$$I_{SOA,MAX} = I(6ms) * \frac{T_{J,MAX} - T}{T_{J,MAX} - 25^{\circ}C} = 6.24A * \frac{150^{\circ}C - 109^{\circ}C}{125^{\circ}C} = 2.046A$$

可以知道此时系统最大启机电流小于并且能够满足 SOA 的安全工作最大电流  $2.046A$  的范围。

在这个设计中， $1V/ms$  对应的缓启电容值为  $C_{SS}=40\mu A/(1V/ms)=40nF$ ；实际的栅极充电电流为之前给出的公式，根据实际情况，该案例中的栅极充电电流约为  $27\mu A$ ，此时的启机斜率为  $2V/ms$  可以计算出启机时间为  $8ms$ ，此时系统启机波形如下图所示，系统能够稳定正常的运行。

## 6 总结

文章总结了在使用热插拔控制器的过程中的常见的启机超时设置问题以及带来启机超时误差的原因，给出了建议设置的裕量范围。同时分析了在给定超时计时器的情况下，如何判断 MOS 管是否安全的工作在 SOA 区域。在 MOS 管面临 SOA 超范围风险的时候，可以通过增加软起动控制的方案，限制启机电流从而使 MOS 管在给定的设计中能够很好的满足安全设计。

## 7 参考文献

1. TPS24711 datasheet (ZHCS033G)
2. LM25066A datasheet (ZHCS580)

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司