

英飞凌® 功率LED驱动器

TLD5095/TLD5098 直流-直流多拓扑
控制器IC

计算和稳定性指南-理论和实践

应用笔记

应用笔记

V1.3, 2014-06-18

1 导言

注释：本应用笔记中给出的下列信息仅作为关于实现该器件的建议，不得被视为就该器件的任何特定功能、条件或质量作出的任何说明或保证。

该应用笔记旨在为TLD5095/98的应用提供一个标准的设计指南。我们已经开发了一个10步法，以在计算外设元件和考虑稳定性时（第2章和第3章）为读者提供指导。此外，第4章的系统效率和功率损耗进一步完善了这个10步法步骤图。为了将理论应用到实践中，我们还选取了一个典型的应用示例，该示例可以帮助读者理解本文中所使用的方程式。第5章所提供的工具概览和更多信息对TLD5095/98的设计活动和详细评测极为有用。

注释：下文主要关注在恒定电流模式下（CCM）用于标准升压-接地（GND）应用的TLD5095/98。

1.1 TLD5095/98 10步法

我们已经开发出了一个10步法来帮助您在公式和方程式的迷宫中找到出路。然后，综合考虑所有与具体应用相关的边界条件，我们继续逐步开发出了一个稳定的开关和节能应用。[图1](#)是这个10步法的流程图。

注释：这个“10步法”用于设计TLD5095/98升压应用。为了优化并进一步改善系统响应，整个步骤可能会被多次重复。因此，很明显这是一个重复性的步骤，且有时候需要多个设计周期。

第一步：获得应用信息

与您的客户联系并获取具体应用的边界条件。仔细想想在什么条件下会发生最坏的事件，并试图避免重复发生这些最坏的事件。具备丰富的实践应用知识为系统的设计提供了更大的灵活性。在我们的例子中，在第2.1章中定义了边界条件。

第二步：定义开关频率- f_{sw}

直流/直流变换器也被称之为开关电源（SMPS）。因此，开关是其主要工作。系统开关频率的选择对外设元件的选择（电感和电容值而言是非常重要的。系统效率和EMC性能两者之间密不可分，直接相关。TLD5095/8 的开关频率在100kHz - 500kHz内可以自由设置。在我们的例子中，在 $f_{sw} = 400$ kHz时切换。TLD5095/98具有两个不同的控制方法来确定开关频率 f_{sw} 。更多详情，请参考第2.2章。

第三步：计算开关占空比-D

DC/DC变换器的输入和输出功率平衡受开关MOSFET的ON 和OFF 时序控制。ON与OFF相之间的比例被称之为开关占空比（DC）。可以使用一个简化的公式或更详细的方程式计算出DC。第2.3章中描述了计算DC的两种方法。

第四步：选择升压电感- L_{BO}

需要一个电感为升压变换器的输出提供一定的能量。为了确定出升压电感 L_{BO} ，您需要根据所需的输入电压情况计算出流经电感的电流。最小的输入电源 V_{IN} 和更低的开关频率 f_{SW} 则是最坏的情况，他们都会引起更高的电感值。能否计算出TLD5095/98 IC正确的升压电感 L_{BO} 也取决于电流回路的稳定性，以及电流诊断电阻 R_{CS} 的值（ R_{CS} 诊断流经电感的电流）。在这里所需的所有方程式都列举在第2.4章中。

第五步：计算并选择输出电容- C_{OUT}

升压系统的输出电容在保持稳定的电流流经负载方面发挥着极其重要的作用。给定的输出电压上的电容值极为关键。电容直流偏置的影响通常都被低估。有关如何选择合适的 C_{OUT} ，请参考第2.5章。

第六步：计算并选择输入电容- C_{IN}

通常选择升压变换器的输入电容 C_{IN} 值来限制技术要求所需的电压纹波 ΔV_{IN} 。为了进行合理地设计，请参阅第2.6章了解输入电容 C_{IN} 的计算。

第七步：选择其它的外设元件，如MOSFET, R_{FB} , R_{OVL} , R_{OVH} , D_{BO}

从第2.7章到第2.11章描述如何选择开关MOSFET，续流二极管 D_{BO} ，负载电流定义的分流电阻器 R_{FB} ，过压保护电阻 R_{OVL} ， R_{OVH} 和门极缓冲电容 C_{IVCC} 。

第八步：确定补偿网络- R_{COMP} , C_{COMP1} , C_{COMP2}

外设补偿网络灵活地确保了多种边界条件的稳定应用。在第3章中描述了如何计算开环增益和对应的相位裕度PM，以及补偿网络有何影响。

第九步：计算功率损耗和系统效率

在计算出了用于TLD5095/98的外部元件并实际选取了部件之后，就可以确定系统的功率损耗和系统效率。在第4章阐述了如何确定功率损耗和系统效率。

第十步：利用模拟和测量验证应用

在装载原型硬件之前，执行系统模拟测评是很有用的(如 SPICE 模拟)。同样，热系统评测也是有益的。英飞凌提供了一些设计工具以简化TLD5095/98产品的使用。第5章汇总了可用的设计工具。

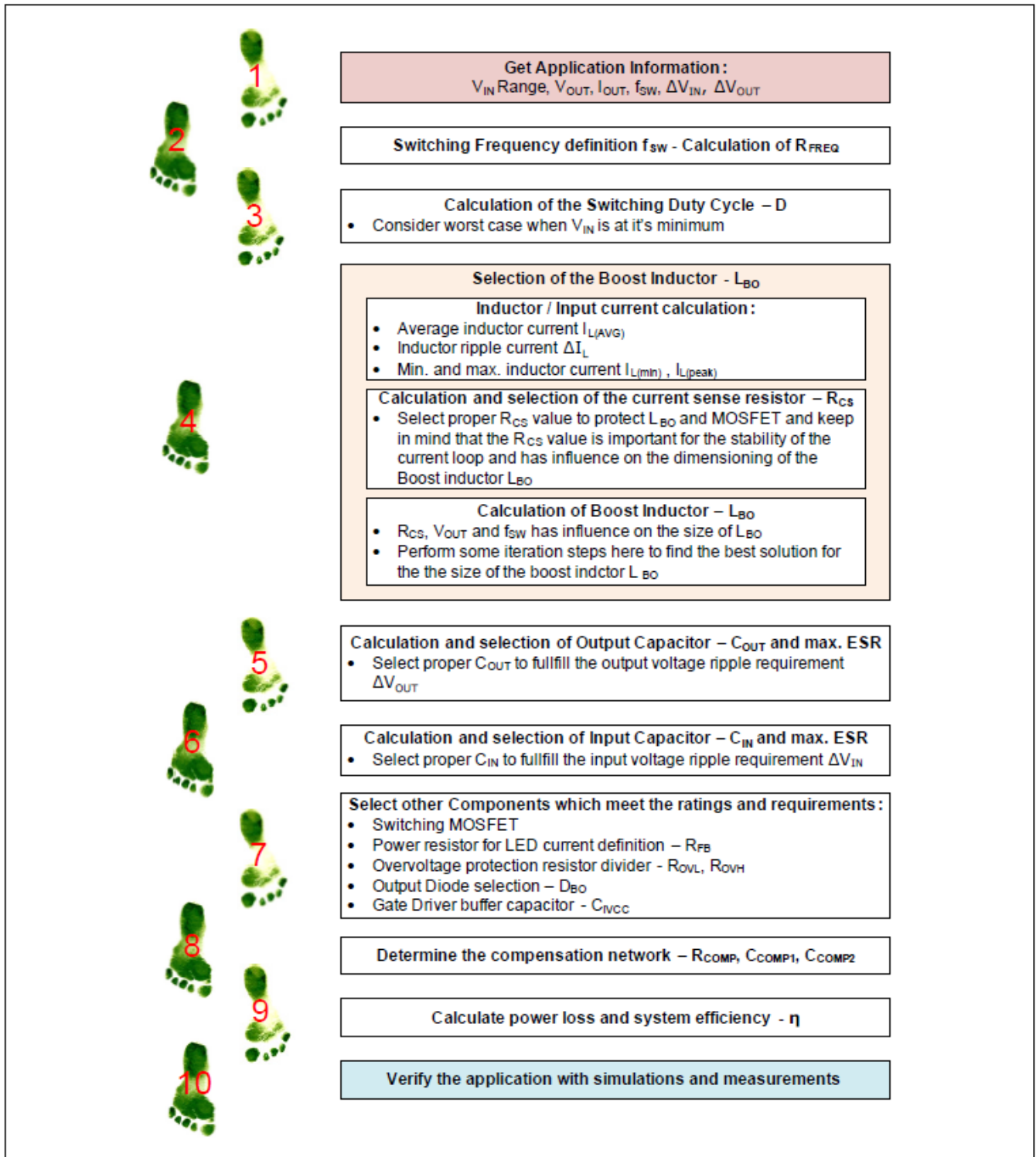


图1 选择外设元件的建议步骤

2 为TLD5095/98应用计算外设元件

以下章节详细概述了计算所有外设元件的方程式，这些元件指用于建立TLD5095/98的升压应用特性的元件。此外，通过一个取样计算说明了这些公式的用途。如果有需求，可以提供一张包括了以下所有公式的Excel sheet。参考第5章，了解其它支持工具和材料的大概情况。

有关进一步需注意的事项，我们仅考虑了恒定的电流模式（CCM）。



2.1 示例汽车LED应用

目前典型的汽车外部灯应用是日行灯功能（DRL）。大多数OEM引进LED灯建立品牌认知度，并实现卓越的前照灯设计解决方案。下图2是OEM厂商应用DRL灯的典型示例。



图2 日行灯示例-图片来源：AUDI AG

2.1.1 应用边界条件：

注释：下例应用边界条件与上图2无关。

- LED正向电压之和=输出电压 $V_{OUT} = 40\text{ V}$
- 电源输出电压 V_{IN} 规定的范围为 $8\text{ V} < V_{IN} < 16\text{ V}$ 。典型值通常为12V。

注释：很多的计算都必须考虑到最坏情况下的输入电压条件，以便实现的设计能在整个输入电压范围内正常工作。因此，很多计算中将8V视为最坏的情况（=最低输入电压即为升压变换器的最坏情况）。

- LED电流或输出电流 I_{OUT} 应为400 mA。
- DC/DC变换器的开关频率 f_{SW} 是400 kHz。
- 根据下图3采用了升压-接地应用。

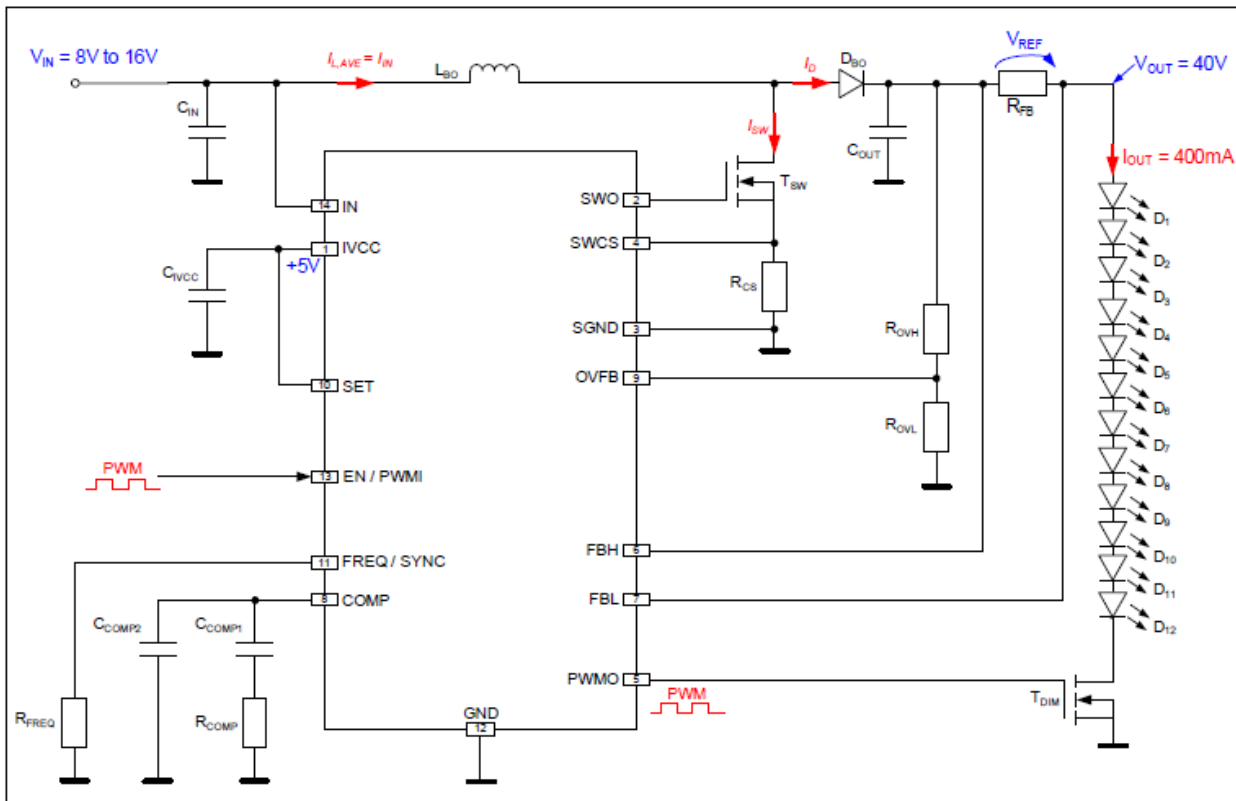


图3 示例：B2G配置

图4是应用边界条件的概览, 这些应用边界条件也是那些为了帮助我们理解方程式而列举的例子中各个值的基础。

INPUTS			
Symbol	Value	Unit	Name
V_{IN}	12,00	V	Input Voltage
V_{out}	40,00	V	Output Voltage
I_{out}	0,40	A	Output Current
f_{sw}	400,00	kHz	Switching Frequency
ΔV_{OUT}	100,00	mV	Max. allowable Ripple Voltage on V_{OUT}
ΔV_{IN}	100,00	mV	Max. allowable Ripple Voltage on V_{IN}
$\Delta I_L\%$	20,00%	%	Pk-Pk Inductor Ripple Current
V_{REF}	300,00	mV	Feedback reference voltage V_{REF}

图4 示例：典型的输入值



2.2 开关频率的定义 f_{SW} - 计算 R_{FREQ}

可以通过以下两种途径校准TLD5095/98的调节器开关频率 f_{SW} ：

- 1) 一个简单的电阻（可校准100 kHz 和 500 kHz之间的开关频率）或
- 2) μC 端口产生的外部时钟信号（在 $V_{CLK} \rightarrow f_{CLK}$ 时，可校准 250 kHz 和 500 kHz之间的开关频率）。

如果在一个系统中有多多个DC/DC变换器，那么与外部时钟信号保持同步是有益处的。一个定义的相移策略可以提高EMC性能。图5 阐明了控制开关频率的两种方法。

注释：在两种开关控制方法下，计算出的升压电感值 L_{B0} 不同。（请参考第2.4.2和第2.4.3节）

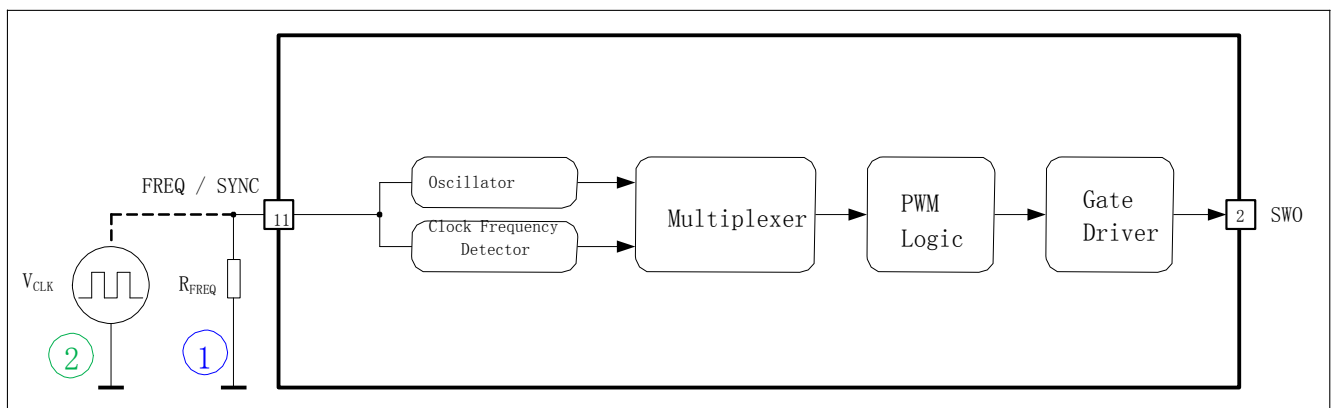


图5 控制调节器开关频率 f_{SW} 的两种方法

下列公式表明了电阻 R_{FREQ} 和开关频率 f_{SW} 之间的数学关系。图6是一个快速估算图。

$$R_{FREQ} = \frac{1}{141 \cdot 10^{-12} F \cdot f_{SW}} - 3.5 \cdot 10^3 \quad (1)$$

$$R_{FREQ} = \frac{1}{141 \cdot 10^{-12} F \cdot 400 \text{ kHz}} - 3.5 \cdot 10^3 = 14.23 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

注释： $141 \cdot 10^{-12} F$ ：振荡器内置等效电容

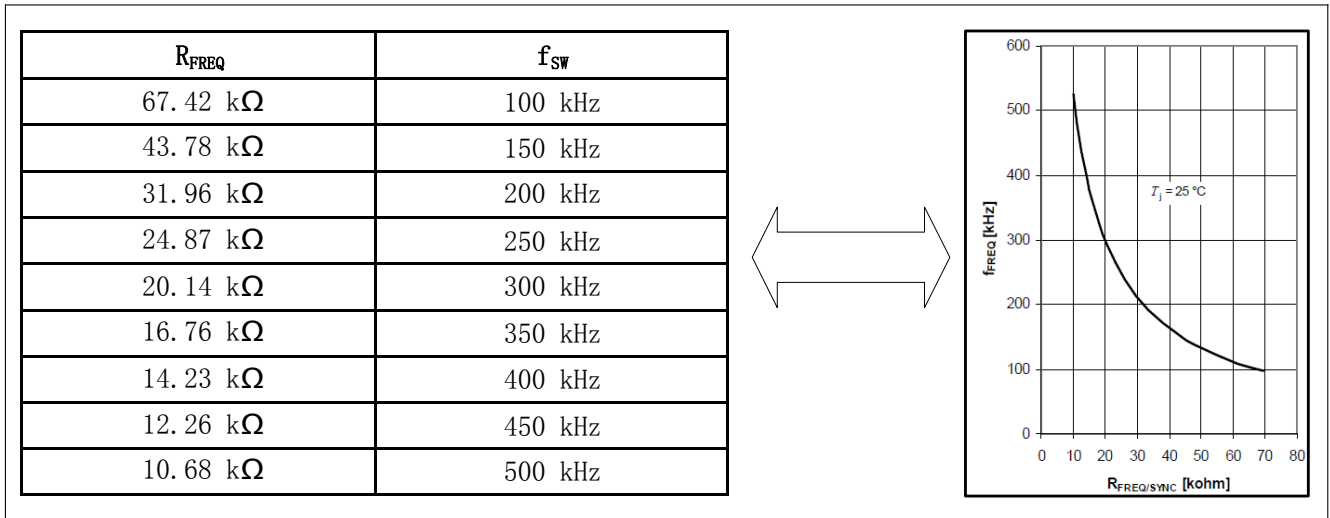


图6 开关频率 f_{SW} vs 接地选频电阻 R_{FREQ}



2.3 计算开关占空比-D

第一步是要确定开关占空比D，需要得知该占空比以便输入电压 V_{IN} 低时，产生的输出电压 V_{OUT} 高。一般，有两种方法可以计算出MOSFET升压开关的占空比。

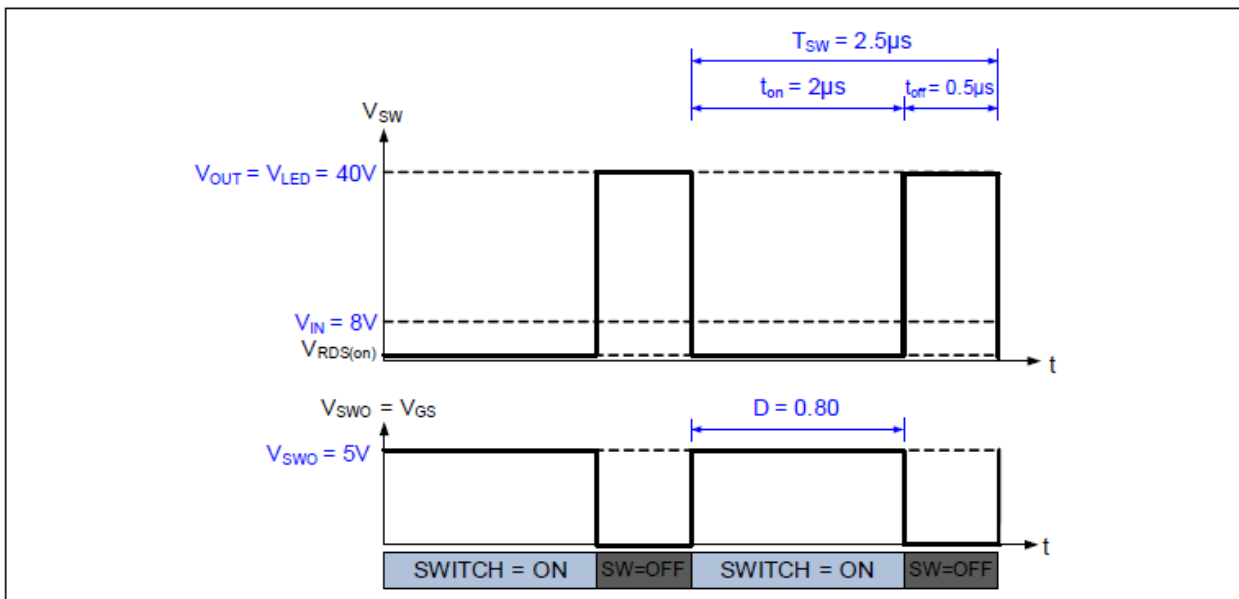


图7 开关MOSFET电压 V_{SW} 和开关占空比-D

1) 简化的等式:

该计算方法仅仅关注了输入和输出电压之间的关系。在大多数情况下，这些得出的结果是足够的，且可被用于下一步的计算。（以下所有考虑的事项都是基于这样简化的方程式。）

$$D \approx \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (3)$$

最坏的事件的估算考虑了系统里可能发生的最低输入电压 $V_{IN(min)}$ 和最高输出电压 $V_{OUT(max)}$ 。为了进一步进行计算，我们将这个最坏事件的占空比称之为 $D_{(worst\ case)}$ 。对于有一些计算，则需要这个参数以确保准确地计算出外部无源元件。

$$D_{(worstcase)} \approx \frac{40V - 8V}{40V} \approx 0.80 \quad (4)$$

可以根据占空比计算出开关MOSFET的导通(ON)和关断(OFF)时间。参数 T_{sw} 是开关周期，且如果已知开关频率，可以通过以下公式将其计算出来：

$$T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} = \frac{1}{400kHz} = 2.5\mu s \quad (5)$$

$$t_{on} = D \cdot T_{sw} \quad (6)$$

$$t_{on} = 0.80 \cdot 2.5\mu s = 2\mu s \quad (7)$$

$$t_{off} = (1 - D) \cdot T_{sw} \quad (8)$$

$$t_{off} = (1 - 0.80) \cdot 2.5\mu s = 0.5\mu s \quad (9)$$

2) 详细的等式:

下列等式 (10) 也考虑了续流二极管正向电压 V_D 和导通状态下开关 MOSFET 的压降 $V_{RDS(ON)}$ 。在 DC/DC 应用的初始评测阶段, 不知道将会使用哪种 MOSFET 开关和续流二极管。因此, 在初始阶段似乎很难计算出一个准确的占空比。为了完成这个 10 步图, 我们选取了一些值以举例说明两种计算方法之间的差异。

假定:

- 开关 MOSFET 的 $R_{DS(ON)} = 26 \text{ m}\Omega$; $V_{RDS(ON)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS_SW} = 30\text{m}\Omega * 1.79 \text{ A} = 0.046 \text{ V}$
- 续流肖特基二极管正向压降 $V_D = 0.4 \text{ V}$

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D - V_{RDS(ON)}} \quad (10)$$

$$D = \frac{40 \text{ V} + 0.4 \text{ V} - 8 \text{ V}}{40 \text{ V} + 0.4 \text{ V} - 0.046 \text{ V}} = 0.803 \quad (11)$$

方法 1 和方法 2 的差异不大。在考虑最坏的示例时, 估算准确的占空比是有意义的。



2.4 计算升压电感 L_{BO} 和电流回路电阻 R_{CS}

注释: 下列计算合理的升压电感 L_{BO} 的描述建立在 TLD5095/98 电流回路的稳定性和集成的斜率补偿基础上。

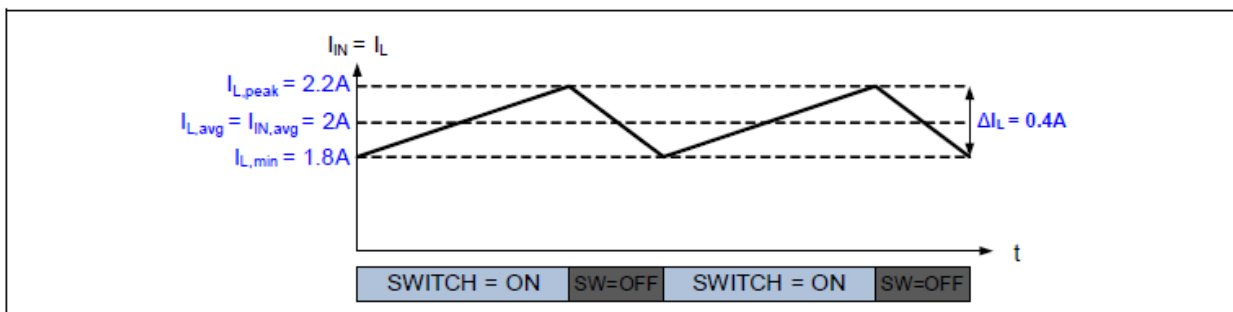


图8 电感电流

流经升压电感 L_{B0} 的平均电流 $I_{L(AVG)}$ 取决于所需的输出电流 I_{OUT} 和最坏事件时的占空比 $D_{(worst\ case)}$ 。

$$I_{L(AVG)} = \frac{I_{OUT}}{1 - D_{(worstcase)}} \quad (12)$$

$$I_{L(AVG)} = \frac{0.4A}{1 - 0.80} = 2A \quad (13)$$

有关在恒定电流操作模式下 (CCM模式) (如图5所示) 升压变换器的电感电流斜率, 可以通过规定的电流纹波计算出最小电感电流 $I_{L(min)}$ 和峰值电感电流 $I_{L(Peak)}$ 。

$$\Delta I_L = I_{L(AVG)} \cdot \Delta I_{L\%} \quad (14)$$

$$\Delta I_L = 2A \cdot 0.20 = 0.4A \quad (15)$$

$$I_{L(peak)} = I_{L(AVG)} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (16)$$

$$I_{L(peak)} = 2A + \frac{0.4A}{2} = 2.2A \quad (17)$$

$$I_{L(min)} = I_{L(AVG)} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (18)$$

$$I_{L(min)} = 2A - \frac{0.4A}{2} = 1.80A \quad (19)$$

等式(17), 为最坏的情况计算出的电感峰值电流 $I_{L(Peak)}$, 指出了流经电感 L_{B0} , MOSFET SW和电流回路诊断电阻 R_{CS} 的最大电流。(更多细则参考图39)。

在等式 (22) 中计算升压电感 L_{B0} 的一个重要因素是检测电阻 R_{CS} 的值。

2.4.1 计算电流诊断电阻- R_{CS}

R_{CS} 电阻有两个功能:

- 1) 过流保护: 需要 R_{CS} 电阻以限制流经外设MOSFET开关软件SW和电感 L_{B0} 的电流。
- 2) 为升压调节器建立一个电流控制回路: 需要 R_{CS} 电阻测量流经开关的电流。

需要数据手册里的开关峰值过流阈值(V_{SWCS}), 以确定合适的 R_{CS} 电阻值: 下列等式 (20) 描述了它们之间的关系。

$$R_{CS} = \frac{V_{SWCS}}{I_{limit}} \quad (20)$$

应该根据系统可能发生的最高峰值电流 $I_{L(peak)}$ +合理的安全裕度, 选择电流限值 I_{limit} 。此外, I_{limit} 应大于最大的峰值电感电流 $I_{L(peak)}$ 且应小于所选MOSFET软件和升压电感 L_{B0} 允许的额定电流。在等式 (17) 中我们计算出最大峰值电流为2.2A, 因此我们必须考虑到2.2A这个最大值。在此假定 $I_{limit} = 3 A$ 。

$$R_{CS} = \frac{0.15V}{3A} = 0.05\Omega \quad (21)$$

2.4.2 升压电感 L_{B0}

电感的等效电路包含了3部分:

- DCR: 一个线圈的直流电阻值。DCR值用于计算电感里的功率损耗。
- L: 一个线圈的总电感。
- C_w : 绕组电容 (绕组电容在更进一步的考虑中将被忽略)

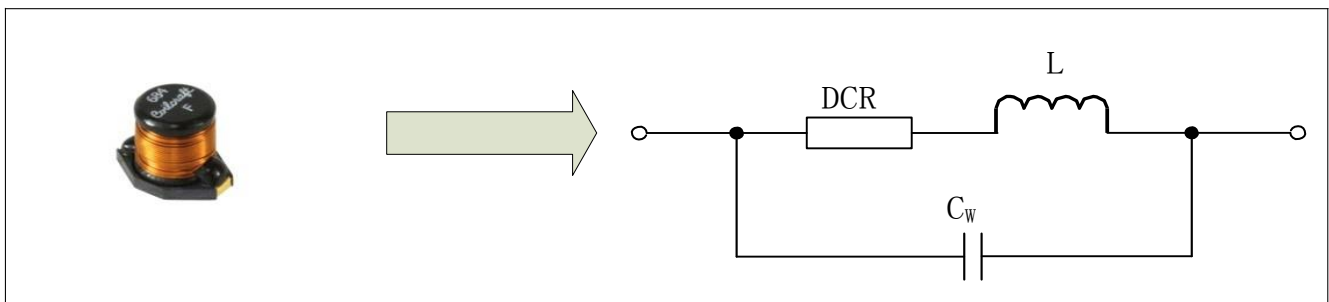


图9 示例: 一个电感的等效电路图

知道 R_{CS} 的值，就可以根据下面的公式计算出所需的电感值。这个公式包括了集成的斜率补偿（该斜率补偿考虑了在占空比大于0.5时的控制回路稳定性）。这个公式假定 $V_{OUT} \gg V_{IN}$ 。

恒定的斜率补偿与开关频率 f_{SW} 无关。

$$L_{BO} \geq \frac{V_{OUT} \cdot R_{CS}}{106 \cdot 10^{-3} V \cdot f_{SW}} \quad (22)$$

$$L_{BO} \geq \frac{40V \cdot 0.05\Omega}{106 \cdot 10^{-3} V \cdot 400 kHz} = 47.17 \mu H \quad (23)$$

所选的元件：

- Coilcraft MSS1278563MLD, L = 56 μ H, DCR = 80.2 mW

2.4.3 开关频率 f_{SW} 由 μ C提供时的升压电感 L_{BO}

如果使用了同步特性，应该采用下列公式来确定合适的电感值。对于一个特定的开关频率 ($f_{SW} = 250$ kHz)，稳定的斜率补偿是固定不变的。

$$L_{SYNC} \geq \frac{V_{OUT} \cdot R_{CS}}{106 \cdot 10^{-3} V \cdot 250 kHz} \quad (24)$$

$$L_{SYNC} \geq \frac{40V \cdot 0.05\Omega}{106 \cdot 10^{-3} V \cdot 250 kHz} = 75.47 \mu H \quad (25)$$

注释： $106 \cdot 10^{-3} V$ ：等效斜率补偿电压

选择正确的电感 L_{BO} 的技巧

- 在频率固定的升压变换器里，电感值基于期望的峰值-峰值纹波电流 ΔIL 。
- 升压电感的选择是在尺寸和价钱之间做出的折衷。更高的开关频率=更低的电感值=更小的元件尺寸=更低的价钱。
- 更大的电感意味着更低的输入纹波电流。
- 在20%到50%的 I_{LAVG} 之间的纹波电流是在恒定电流模式(CCM)进行各种计算的一个合理的值。
- 检查所选电感的直流最大峰值额定电流和最大工作频率。（一般来说，永远要试图保持在最大额定值之下）。



2.5 计算输出电容- C_{OUT}

图10是一个简化的电容等效电路图。电容的电阻部分被视为与串联电阻ESR等效。选取了一个输出电容以便大量过滤开关纹波。与其电容异相的寄生电阻ESR造成额外的电压纹波。确保根据在应用的温度和频率下电容的最大电压，最大纹波电流和额定ESR来选取电容。在进一步的考虑中忽略电感部分 L_C 。

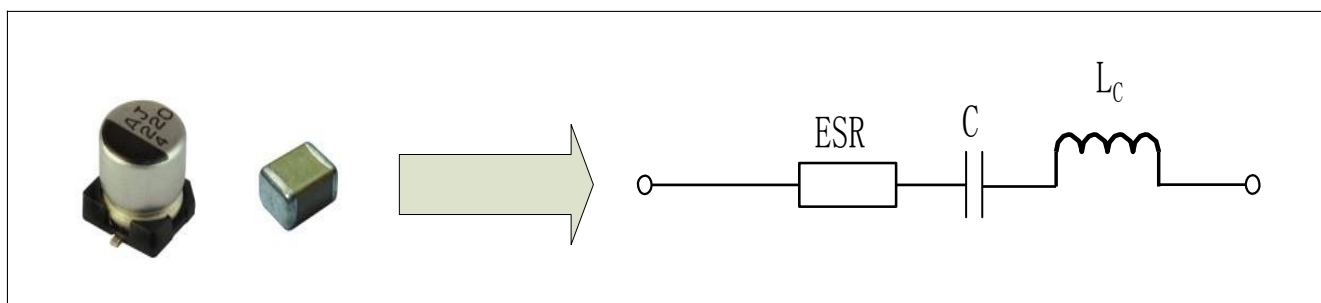


图10 一个电感的简化等效电路

可以从电容的数据手册获得在所需的开关频率下的ESR值及在工作点($V_{OUT} = 40\text{ V}$)上的电容。虽然所选电容的额定电容是 $4.7\ \mu\text{F}$ ，但是在 $V_{OUT} = 40\text{ V}$ 时，它的电容只有 $2\ \mu\text{F}$ （图11右图）。因此，在应用中需要并联5个电容以达到所需的 $>8\ \mu\text{F}$ 的电容。

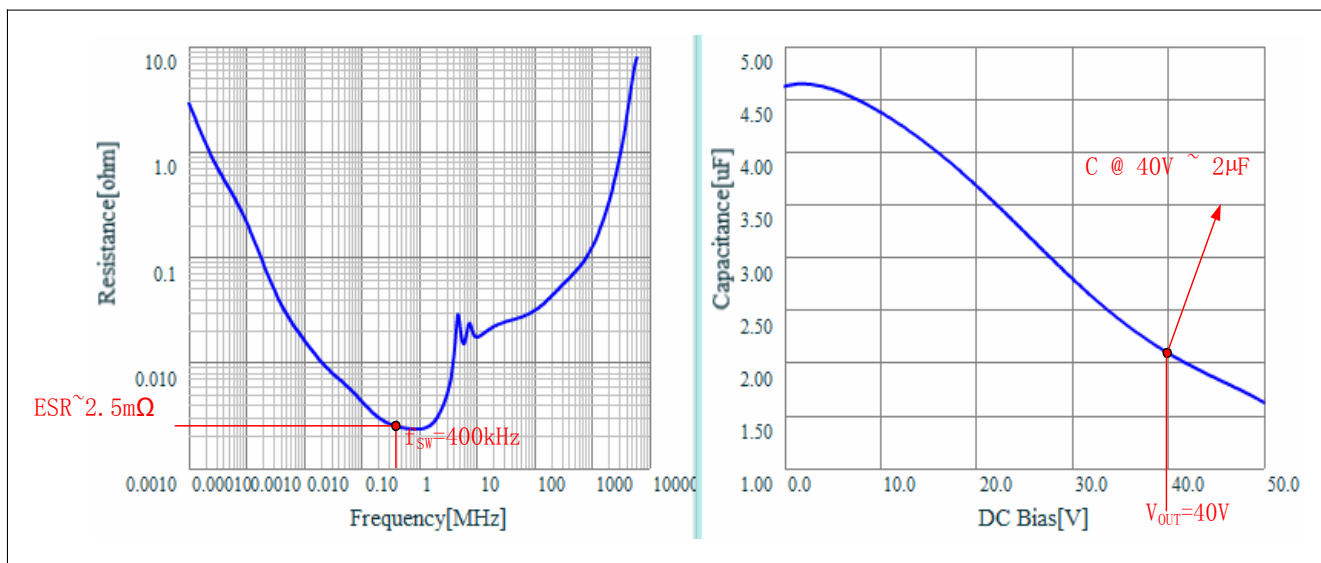


图11 C_{OUT} : $4.7\ \mu\text{F}/50\text{ V}/\text{X7R}$ 陶瓷电容器的ESR和DC偏置(原始Murata电容型号:GRM32EB31H4 75KA87) 汽车型号:GCM32ER71H475KA55

当开关MOSFET处于导通状态时, 输出电容 C_{OUT} 必须给负载供电。因此, 在公式里用最坏事件时的占空比($D_{(worstcase)}$)除以开关频率(f_{SW}), 以表示导通ON时间(等式(6)中的 t_{ON})。在这个公式中忽略了电容ESR引起的方均根纹波因数。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT} \cdot D_{(worstcase)}}{\Delta V_{OUT} \cdot f_{SW}} \quad (26)$$

$$C_{OUT} \geq \frac{0.4A \cdot 0.80}{100mV \cdot 400kHz} \geq 8\mu F \quad (27)$$

为了计算输出电容的功率消耗, 要是知道流经输出电容的平均电流就好了。

$$I_{RMS_COUT} = \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \frac{D_{(worstcase)}}{1 - D_{(worstcase)}} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \cdot (1 - D_{(worstcase)})^2} \quad (28)$$

$$I_{RMS_COUT} = \sqrt{0.4A^2 \cdot \frac{0.80}{1 - 0.80} + \frac{0.20^2}{12} \cdot (1 - 0.80)^2} = 0.800013A \quad (29)$$

由于等式(28)和等式(29)开方下的第二项值很小, 微乎其微, 因此可以将他们忽略, 因此我们可以将这两个等式简化为如下等式(30)和(31):

$$I_{RMS_COUT} \approx I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{D_{(worstcase)}}{1 - D_{(worstcase)}}} \quad (30)$$

$$I_{RMS_COUT} \approx 0.4A \cdot \sqrt{\frac{0.80}{1 - 0.80}} \approx 0.8A \quad (31)$$

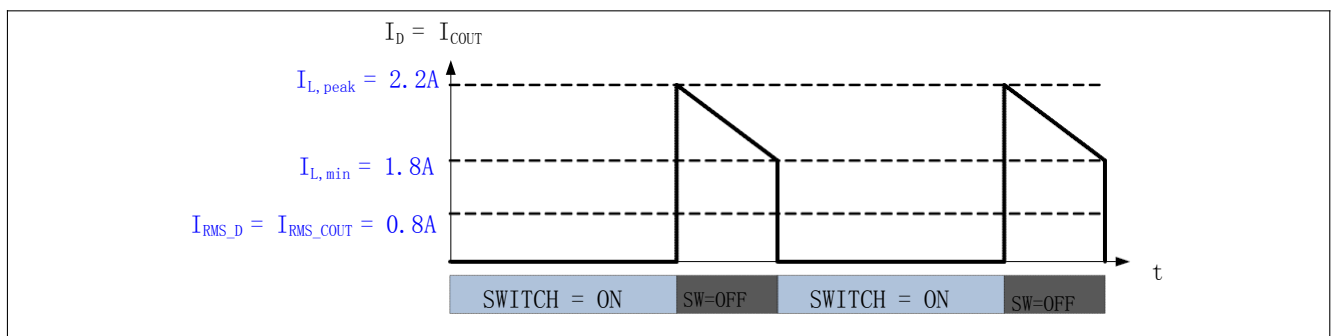


图12 流经 C_{OUT} 的二极管电流 I_D

输出电压上容许的最大电压纹波应该是已知的, 且由具体的应用来规定。在我们所讲述的示例中, 电压输出纹波不应超过: $\Delta V_{OUT} = 100\text{ mV}$ 。

输出电压纹波与ESR值之间的关系如下：

$$\Delta V_{OUT} = I_{L(peak)} \cdot ESR \quad (32)$$

所容许的最大ESR值可通过以下公式得出：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_{OUT}}{I_{L(peak)}} \quad (33)$$

$$ESR \leq \frac{100mV}{2.2A} = 45.45m\Omega \quad (34)$$

选择输出电容：

- 额定电压 > 40 V: GCM32ER71H475KA55 = 50 V
- $I_{RMS} > 800$ mA: GCM32ER71H475KA55 > 1 A
- $ESR < 45.45$ mΩ: GCM32ER71H475KA55 = 5 个 2.5 mΩ 电阻并联 = 2 mΩ

输出电容系统的设计应该考虑如下因素：

1) 一个**电解电容**。如果所需的电容值相对较高(如 > 22 μF), 且需要更高的DC电压等级, 那么这个方法很适合。虽然已知了更高电容值的优势, 但是电解电容仍然有如下一些缺陷：

- 更高的ESR值=更多的功率损耗(ESR值低的电容更贵, 并且, 更小的ESR值, 需要用陶瓷电容)。
- 糟糕的热传导路径(如SMD版本与PCB之间有一个塑料接口)
- 鲁棒性和稳定性都更差
- 有限的温度范围(温度范围高的电容价钱更贵)

如果在系统中使用了一个电解电容, 与它并联一个小的 (如100 nF) 的电容以降低ESR并实现额外的过滤效果是一个良好的实践。

2) 为了克服电解电容的问题, 您也可以使用一组并联的陶瓷电容器。对于我们所采用的示例, 为了实现我们的要求, 可以并联5个4.7 μF/50 V 的电容。如图11所示, 虽然额定电容为4.7 μF, 但是在40 V 时的电容值仅为 2 μF。为了安全起见, 建议使用 $5 \times 2 \mu T = 10 \mu F$ 。主要的优势在于 2 mΩ 极低的ESR值。

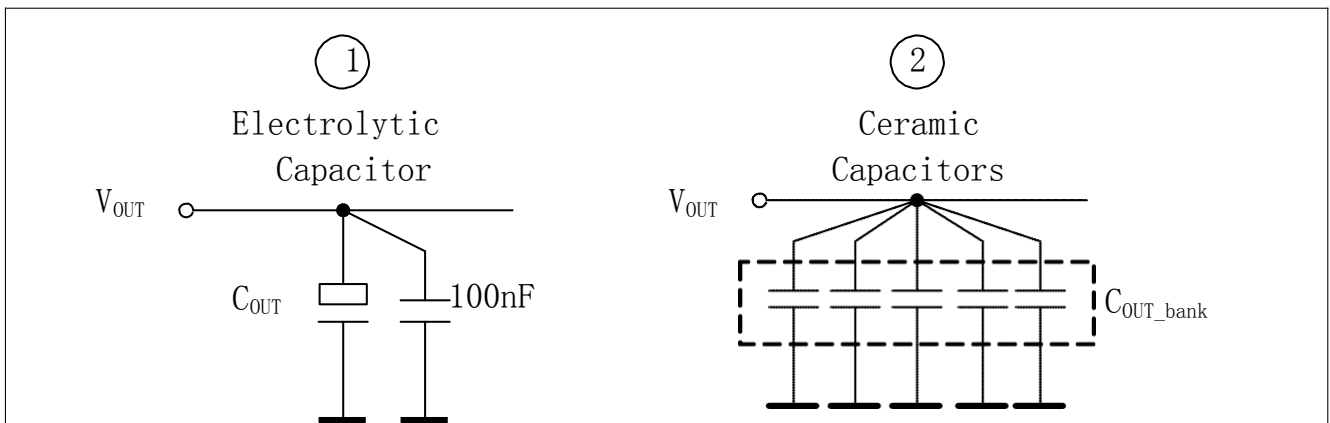


图13 1) 与100nF小电容C并联的电解电容和 2) 纯陶瓷电容器组

技巧:

- 输出电容取决于负载和变换器配置。
- 在升压配置下, 为了实现与降压配置相同的负载电流纹波, 输出电容大于降压配置下的输出电容。
- 更低的操作频率需要更大的输出电容。
- 输出电容的选择根据其: 电容; 等效串联电阻 (ESR应低); RMS或额定AC电流以及DC偏置电压响应。
- 请注意陶瓷电容器在工作电压电平时电容值极低! 因此, 应该考虑一个合理地安全裕度。
- 应该使用X7R陶瓷电容: 对于高温汽车电子的应用, 可用X8R陶瓷电容。
- 为了降低EMC开销并改善热响应, 建议使用并联的陶瓷电容器。(不足: 仅在合理的电容范围内才可能)。



2.6 计算输入电容 C_{IN}

通常选择升压变换器的输入电容 C_{IN} 值来限制应用规定的输入电压纹波 ΔV_{IN} 。对于连续的电感电流操作模式, 流经 C_{IN} 的电流主要由电感纹波电流 ΔI_L 决定。电容的充电电流和放电电流相抵消, 因此, 流经电容的均方根电流 (RMS)为0。

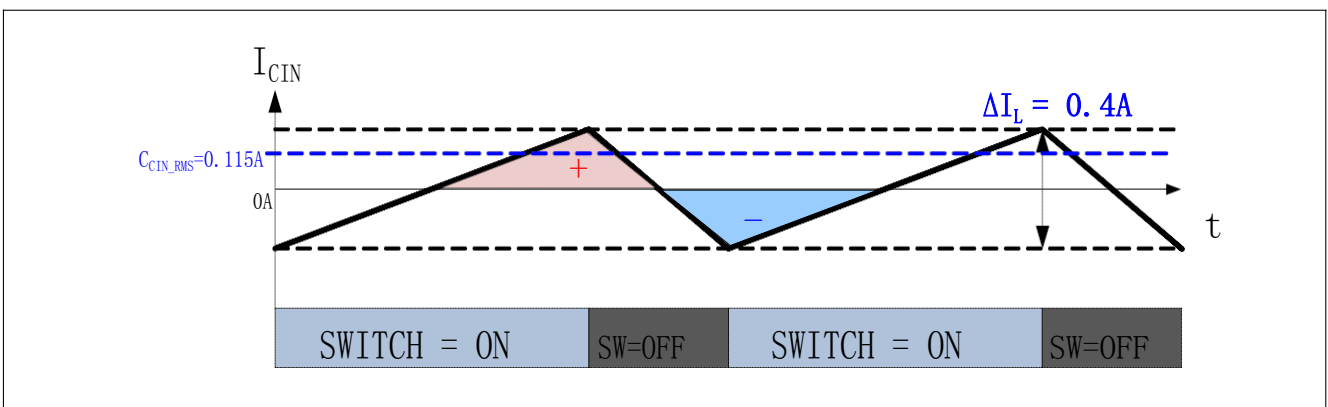


图14 流经输入电容 C_{IN} 的电流

注释: 对于最坏情况下的计算, 我们考虑 $V_{IN} = 8 V$ 。因此, ΔL 为最大值。

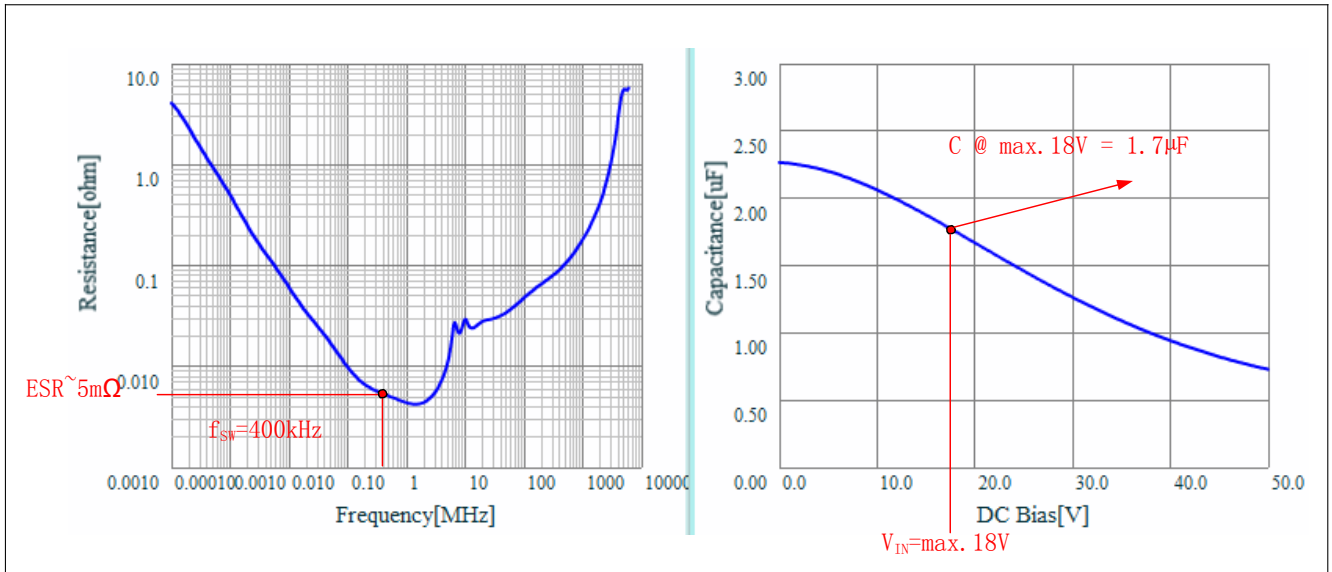


图15 C_{IN} : 2.2 $\mu\text{F}/50\text{ V}/\text{X7R}$ 陶瓷电容器的ESR和DC偏置(原始Murata电容型号:GRM31CR71H225KA88)
汽车型号:GCM31CR71H225KA55

输入电容 C_{IN} 的计算如下:

$$C_{IN} \geq \frac{\Delta I_L \cdot T_{SW}}{8 \cdot \Delta V_{IN}} \quad (35)$$

$$C_{IN} \geq \frac{0.4\text{ A} \cdot 2.5\mu\text{s}}{8 \cdot 100\text{ mV}} = 1.25\mu\text{F} \quad (36)$$

流经 C_{IN} 的RMS电流:

$$I_{RMS_CIN} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} \quad (37)$$

$$I_{RMS_CIN} = \frac{0.4\text{ A}}{\sqrt{12}} = 0.115\text{ A} \quad (38)$$

输入电压纹波与ESR值之间的关系如下:

$$\Delta V_{IN} = \Delta I_L \cdot ESR \quad (39)$$

所容许的最大ESR值可通过以下公式得出:

$$ESR \leq \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_L} = \frac{100 \text{ mV}}{0.4 \text{ A}} = 25 \text{ m}\Omega \quad (40)$$

输入电容 C_{IN} 的选择:

- 额定电压 > 18 V: GCM31CR71H225KA55 = 50 V
- I_{RMS} > 115 mA: GCM31CR71H225KA55 > 1 A
- ESR < 25 m Ω : GCM31CR71H225KA55 = 5 m Ω

技巧:

- 比起降压变换器, SEPIC和升压变换器需要更低的输入电容
- 参考输出电容章节中的注解



2.7 开关MOSFET的注意事项

MOSFET等效电路里主要的寄生组件如图16右半部分所示。此外,相应MOSFET门极的充电步骤如图的左半部分所示。

注释: 在本总结部分未考虑寄生MOSFET和续流二极管的效应!

解释不同的门极充电步骤:

- 在时间 t_0 之前, 门极源电压 V_{GS} 是0, 且没有电流流经MOSFET。
- 在时间 t_0 时, 门极源电压 V_{GS} 开始上升。
- 在时间 t_1 时, 门极源电压 V_{GS} 等于阈值电压 $V_{GS(th)}$, 电流 I_D 开始慢慢流经MOSFET, 且在时间 t_2 时, 所有的电流 I_D 全部流经MOSFET。
- 在时间 $t_1 - t_2$ 之间, 输入电容 C_{gs} 继续充电。
- 在时间 t_2 之后, 漏电压 V_{DS} 开始下降, 而漏电流 I_D 保持恒定。
- 在时间 $t_2 - t_3$ 之间, 漏电压下降。在时间 t_3 时, 漏电压 V_{DS} 的值为 $R_{DSon} * I_D$ (其中, R_{DSon} 是功率MOSFET的导通电阻, 并为 $R_d + R_s$ 之和)
- t_3 之后, 门极源电压可以继续增加, 从而驱动导通电阻达到最佳值。

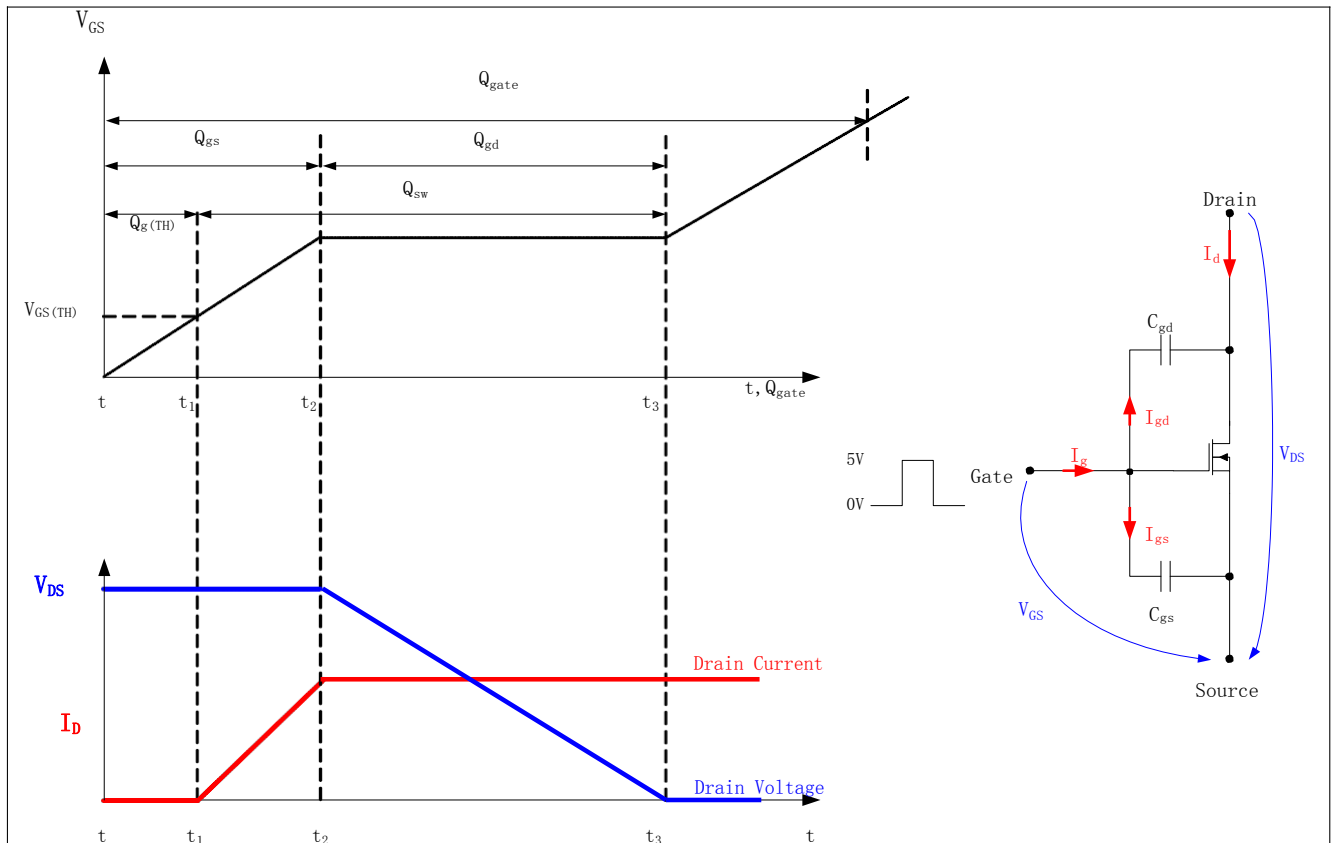


图16 MOSFET-门极电压特性

MOSFET导通时间的计算:

$$t_{ON} = \frac{Q_{gate}}{I_{SWO, SRC}} \quad (41)$$

$$t_{ON} = \frac{6.5nC}{380mA} = 17.22ns \quad (42)$$

MOSFET关断时间的计算:

$$t_{OFF} = \frac{Q_{gate}}{I_{SWO, SNK}} \quad (43)$$

$$t_{OFF} = \frac{6.5nC}{550mA} = 11.82ns \quad (44)$$

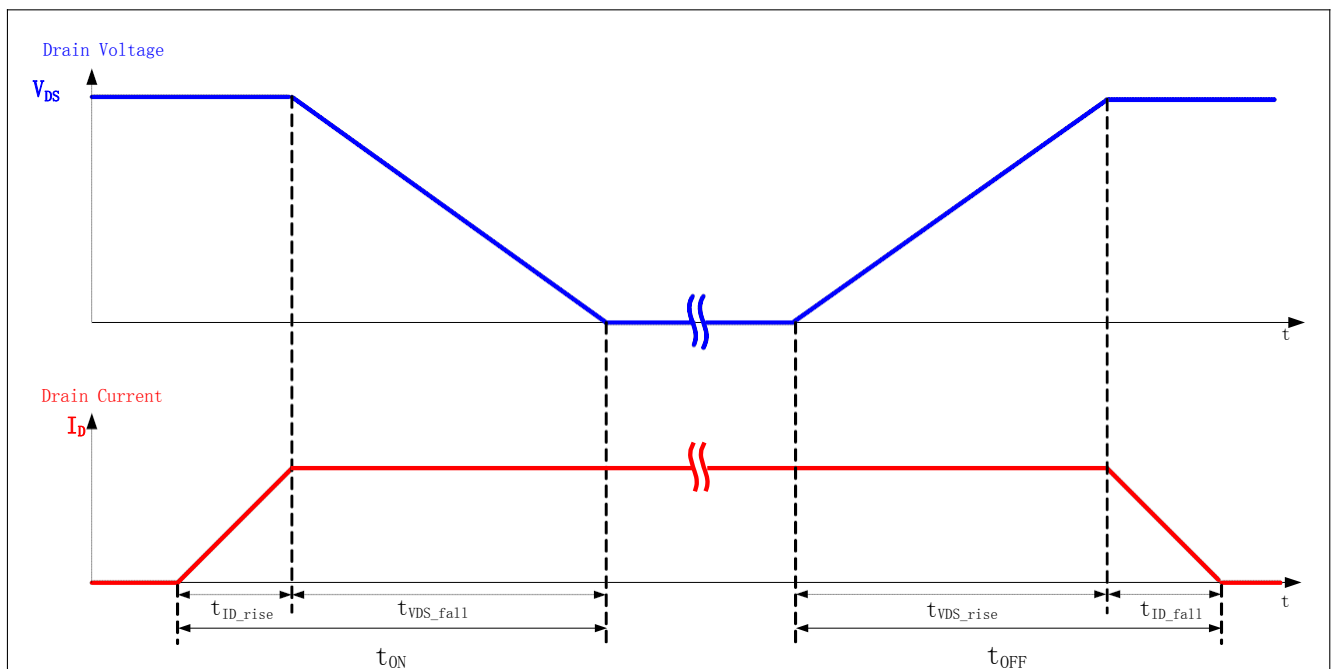


图17 MOSFET-开关时间定义

选择功率 MOSFET 的技巧:

对于在此所考虑的应用示例，我们选择英飞凌 OptiMOS®-T2 功率晶体管 IPD25N06S4L-30。汽车应用要求使用额定温度高 ($T_{j(max)} = 175^{\circ}C$)，且 AEC 认证的鲁棒性 MOSFET。下图 18 显示了关键 MOSFET 参数。

- n 通道的 MOSFET 用于升压配置（简易门极驱动优势），选择兼容 5V 门极电压的器件（如 1.7V 的 $V_{GS(th)}$ ）。
- MOSFET 应具备合理的 $R_{DS(on)}$ 值，以便在最坏的情况下仍能处理输入电流，并降低传导损耗 P_c 。
- MOSFET 击穿电压 $V_{(BR)DS}$ 应大于最大输出电压（例如： $V_{OUT} = 40V < V_{DS} = 60V$ ）。
- MOSFET 门极输入电容和门极电荷应低，因为这样可以最小化 MOSFET 的开关损耗 P_{sw} 和 TLD5095/98 里的功率损耗 P_{IC} 。（例如： $QG = 6.5 nC$ ）
- 建议采用英飞凌经汽车电子认证的无引线封装 MOSFET：请参考英飞凌官网：
www.infineon.com/automotivemosfet

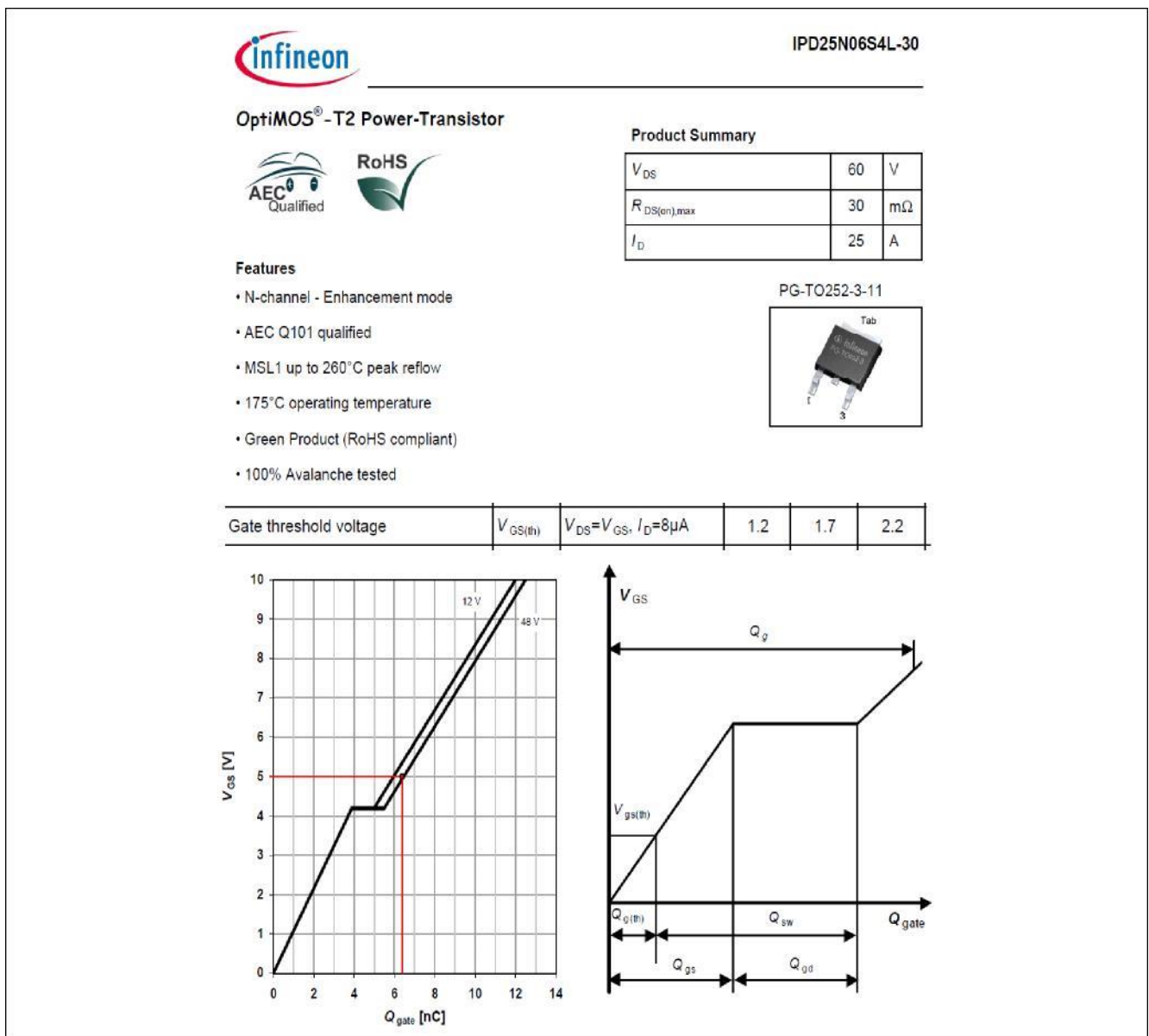


图 18 MOSFET 数据手册摘录 - IPD25N06S4L-30

2.8 为LED电流定义计算功率电阻- R_{FB}

典型的参考电压 V_{REF} 是300 mV(产品数据手册里规定的参数).

$$R_{FB} = \frac{V_{REF}}{I_{OUT}} \quad (45)$$

$$R_{FB} = \frac{0.3V}{0.4A} = 0.75\Omega \quad (46)$$

技巧:

可以建议采用公差为1%的SMS系列Isabellenhuetten 功率分流电阻器。

2.9 计算过压保护电阻分压器- R_{OVL} , R_{OVH}

输出上所允许的最大电压($V_{OUT(max)}$)应该比所需的操作电压 V_{OUT} 稍高。为了简化计算,将过压电阻 R_{OVL} 的最小值固定为1 k Ω 。在产品数据手册里规定了内部过电压反馈阈值 $V_{OVFB,TH}$ 。典型值是: $V_{OVFB,TH} = 1.25 V$ 。流经过压保护电阻分压器的电流是:

$$I_{OV} = \frac{V_{OVFB,TH}}{R_{OVL}} \quad (47)$$

$$I_{OV} = \frac{1.25V}{1k\Omega} = 1.25mA \quad (48)$$

现在,您就可以计算出过压保护最大电阻值了。首先要为过压保护的电压值留一个余量如3V,这样得到 $V_{out(max)} = 40V + 3V = 43V$ 。

$$R_{OVH} = \frac{V_{OUT,max}}{I_{OV}} \quad (49)$$

$$R_{OVH} = \frac{43V}{1.25mA} = 34.4k\Omega \quad (50)$$

过压电阻分压器按如下方式保护应用电路:

$$V_{OUT_ov} = 1.25V + 43V = 44.25V \quad (51)$$

内部参数 $V_{OVFB,TH}$ 有一个 $\pm 3.2\%$ 的压差范围。外接电阻分压器的公差应为1%(E96系列)。这些导致过压保护电压 V_{OUT_OV} 有 $\pm 4.2\%$ 的波动。图19显示了输出电压过压保护波动。根据所需的最大输出电压,重要的是保持 $V_{OUT} < V_{OUT_OVmin}$ 以确保正确的应用。

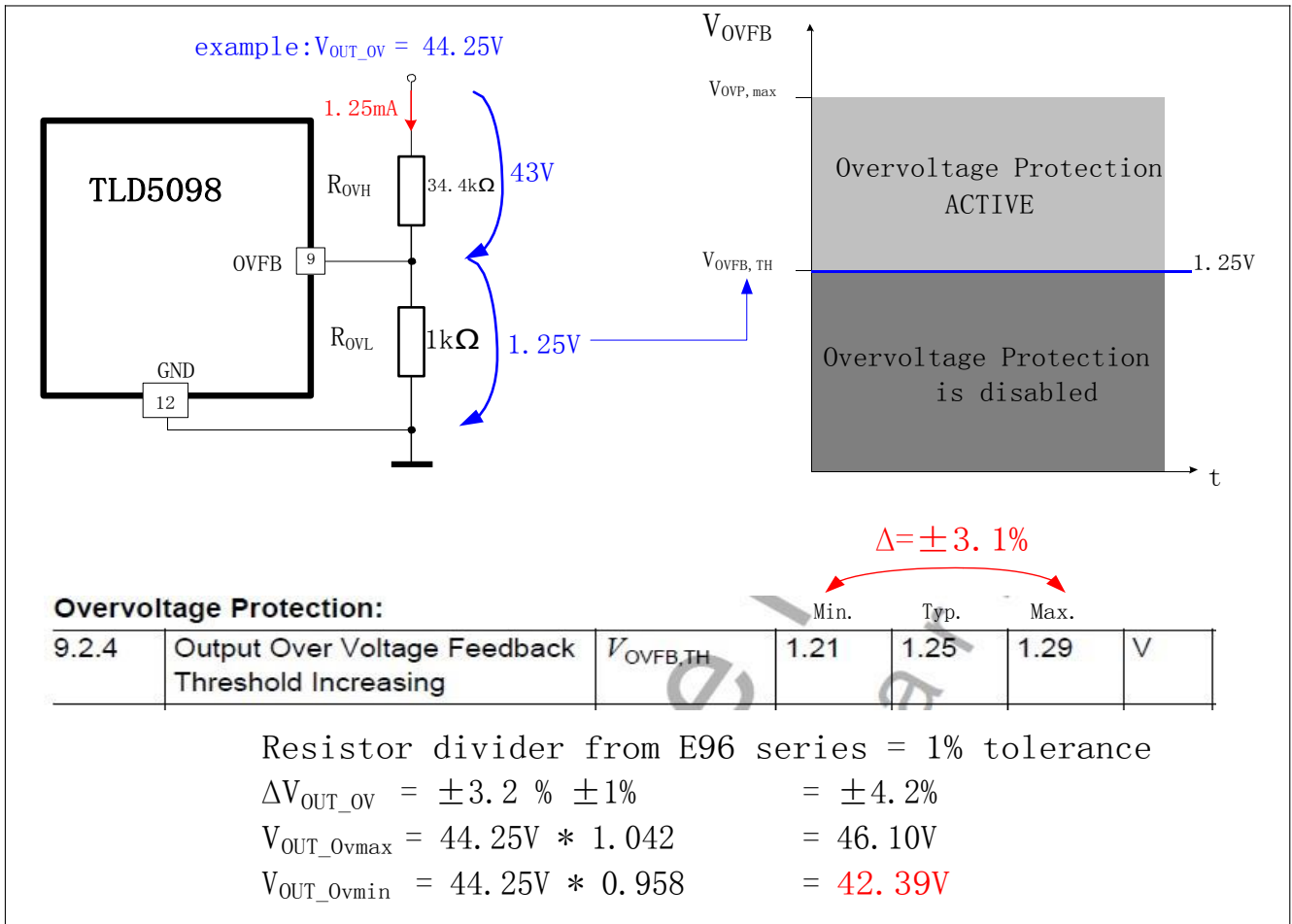


图19 过压保护描述

技巧:

- 建议使用E96系列(1%)电阻

2.10 选择输出二极管- D_{BO}

该示例中所选取的二极管为:

肖特基二极管:1 A / 50 V

技巧:

- 二极管必须能承受最大DC输出电流= I_{OUT}
- 最小反向电压应该高于最大 V_{OUT} 电压
- 在较高温时的低漏电流可能重要
- 低正向压降(使用肖特基二极管)
- 二极管应反应快速(=快速切换)
- 封装和热阻抗的考虑事项

2.11 选择门极驱动器缓冲电容- C_{IVCC}

门极缓冲器电容 C_{IVCC} 的计算以标准的电容方程式为基础。

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (52)$$

这个公式中的电流由TLD5095/98数据手册规定, 且用门极驱动器峰值拉电流 $I_{SWO, SRC} = 380 \text{ mA}$ 表示。
dV值是调节器输出电压上的电压纹波。我们假设 $dV = 20 \text{ mV}$ 。

dt的值是MOSFET的开关导通时间, 在22页“开关MOSFET的注意事项”中计算出来了, 即 $t_{ON} = 17.22 \text{ ns}$ 。
因此所需的缓冲电容为:

$$C_{IVCC} = \frac{I_{SWO, SRC} \cdot t_{ON}}{dV} = \frac{380 \text{ mA} \cdot 17.22 \text{ ns}}{20 \text{ mV}} = 327 \text{ nF} \quad (53)$$

选择门极驱动器缓冲电容 C_{IVCC} :

$$C_{IVCC} = 1\mu\text{F}/6\text{V}$$

技巧:

- C_{IVCC} 的ESR低
- 应该使用X7R陶瓷电容: 对于高温汽车电子的应用, 可用X8R陶瓷电容。
- 电容的寄生电感应尽可能低。否则, 寄生电感会降低门极开关导通时间并导致更高的开关功率损耗。如果有需要, 应该采用一个定义的外接电阻(如 $10 \text{ } \Omega$)来实现对MOSFET的斜率控制。寄生电感也会在电压信号上产生更多的振铃, 并因此而影响调节器输出上的三角接线电压。



3 关于稳定性的考虑事项

TLD5095/98具有外部补偿网络(R_{COMP} , C_{COMP1} , C_{COMP2}), 可以适应多种应用边界条件并确保稳定的开关行为。有关设计的所有细则都会在以下章节中进行描述。

3.1 关于LED电阻的考虑事项

用于稳定性计算的一个关键参数是输出电阻。必须定义LED负载的电阻值。下图解释了这一点。

$$R_{LED} = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F} = \frac{0.4V}{600mA} = 0.67\Omega \quad (54)$$

我们假设LED正向压降是3.1V, 那么12个LED就可以达到 $V_{OUT} = 12 * 3.1 = 40.72 V$, 这个值与我们的示例值 $V_{UT} = 40 V$ 很接近。

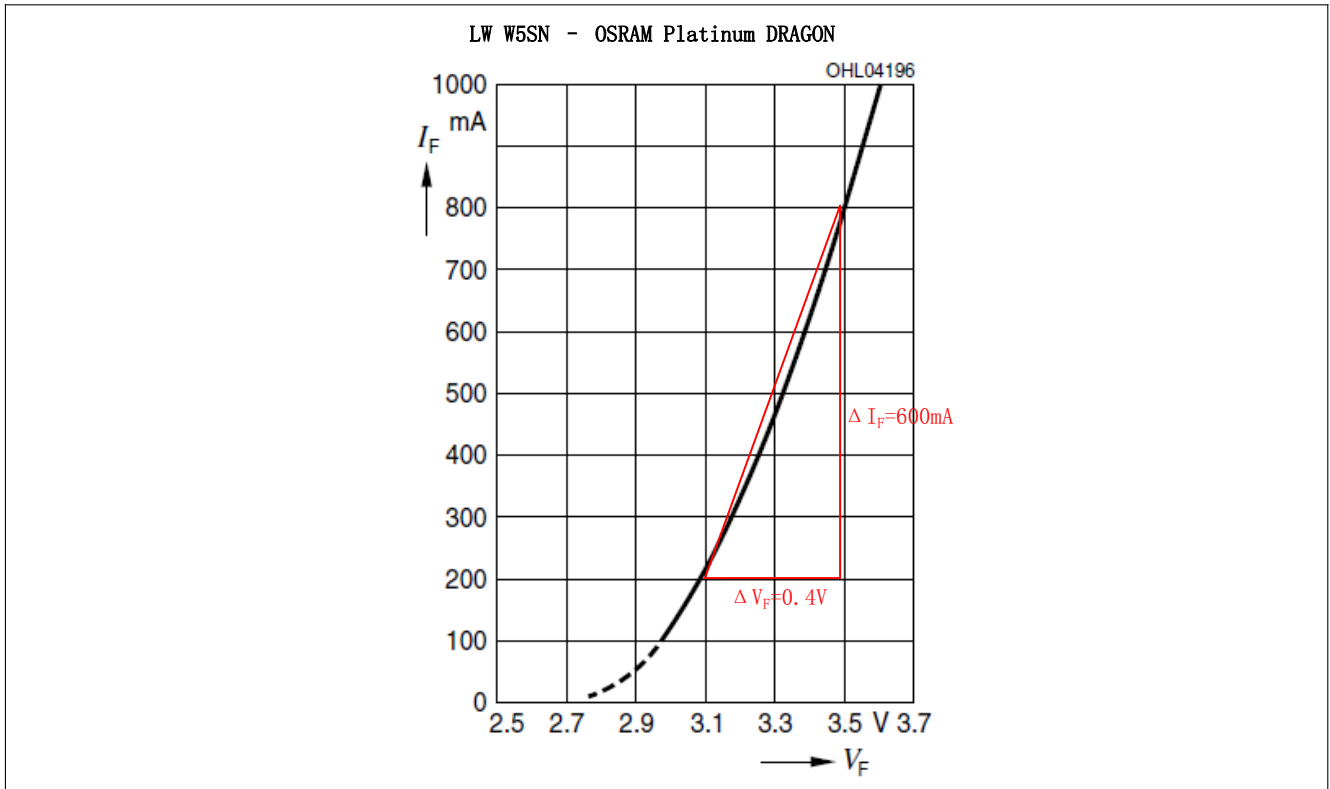


图20 LED电流 vs LED正向电压 (LW W5SN - OSRAM Platinum DRAGON)

3.2 关于LED正向电压的考虑事项

下图21显示了一个高亮度LED的LED正向电压波动。一般来说, LED正向电压 V_F 取决于结温 T_j 和负载电流 I_F 。

关于稳定性的考虑事项

在低温时，LED正向电压有一个最大值（如4.3V）。在许多LED串联的应用中，客户要求按低温时的最大电压设计。这会导致相对较高的输出电压，因此而必须使用更贵的外部元件。

理论上，这是正确的，但我们要考虑是否有必要按照这样最恶劣的条件去设计电路。在一个真实的应用中，LED很快变热，且 $T_j = -40^\circ\text{C}$ 并不是连续不断的操作条件。

在我们的示例中，我们为单个LED挑选了3.368V的连续电压 V_F （室温下的典型值）。示例应用包含了12个串联的LED灯，使得 $V_{OUT} = 40.42\text{V}$ ，这个值与我们最初的假设输出电压值($V_{OUT} = 40\text{V}$)非常接近。

注释：为了得出更精确的输出电压值，必须考虑 V_{REF} (0.3V)： $V_{OUT} = V_{LED} + V_{REF} = 40.42\text{V} + 0.3\text{V} = 40.72\text{V}$

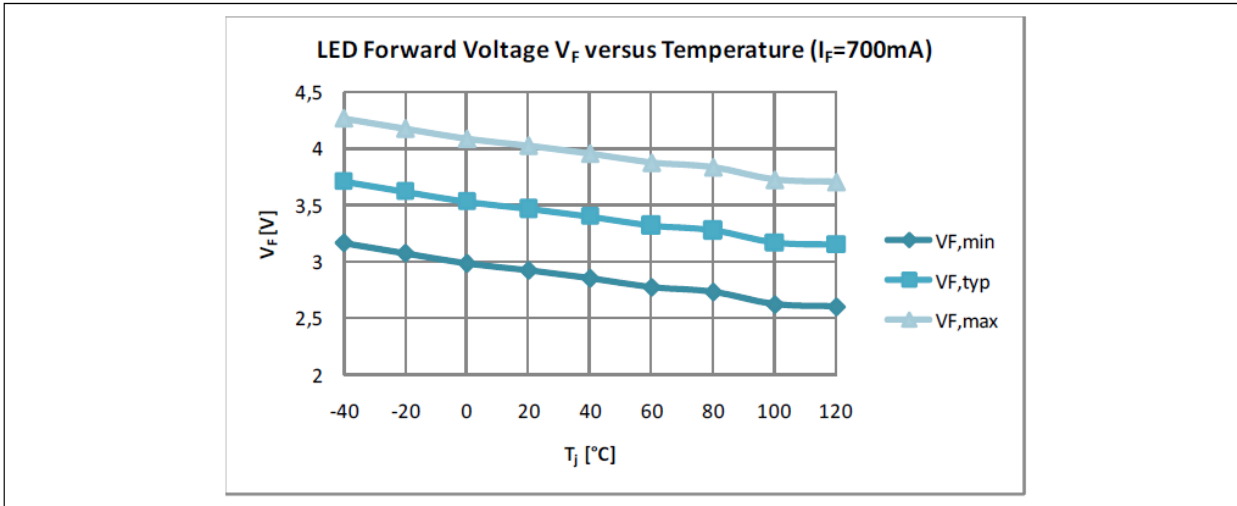


图21 LED正向电压 V_F vs过温 T_j (LW W5SN - OSRAM Platinum DRAGON)

3.3 计算稳定性

下图22显示了专用Excel计算文件的参数输入。尤其是对于稳定性的计算，使用提供的工具可以更有效从而实现更快的计算。尽管如此，在此还是给出了一个示例计算，以便感受一下使用Excel工具进行的数学计算。42页“快速评测外部元件，效率和稳定性的Excel工具”提供了更多Excel工具信息。

使用补偿表的一种可能方法如下：

- 根据应用的计算过程所确定出的值，填入黄色参数，如“应用输入值”，“LED模型特征值”，“阻容网络值”。
- 尝试将一些初始估算值填入“补偿网络值”这一项。使用TLD5095/98产品数据手册里建议的值并查看稳定性结果。
- 如果相位裕度参数低于 60° ，那么尝试降低电阻值 R_{COMP} 并增加 C_{COMP1} 值且再次查看稳定性结果。
- 重复此步骤直到您实现 $> 60^\circ$ 的相位裕度，且再次检查整个输入电压范围内的稳定性结果。

注释：有时候，可能有必要重新定义输入值，如 L_{BO} ， R_{SWCS} ， R_{ESR} 以便实现最佳的稳定性。

Parameter	Symbol	Value	Unit
Application Input Values			
Input Voltage DC/DC	VIN	12	V
Boost Inductor	LBO	56,0	μ H
SET Voltage	VSET	5	V
Feedback Resistor	RFB	0,750	Ohm
Over Current Resistor	Rswcs	0,05	Ohm
Switching frequency	fsw	400000	Hz
LED Model Characteristic Values			
number of LED	n_LED	12	
LED threshold voltage	Vth_LED	3,10	V
single LED Resistor	R_LED	0,67	Ohm
Output RC network Values			
Capacitor	Cout	10,00	μ F
Output Cap.Series Resistor	Resr	0,01	Ohm
Compensation network Values			
Resistor	Rcomp	1000	Ohm
Capacitor	Ccomp1	47,00	nF
Capacitor	Ccomp2	0,00	nF
Output Characteristic			
Feedback Reference Voltage	Vref	0,30	V
LED Current	ILED	0,400	A
LED Voltage	VLED	40,42	V
Output Voltage	Vout	40,72	V
Duty Cycle	D	0,705	
LED equivalent Resistor	RL	8,04	Ohm
Load Resistor	Rload	8,79	Ohm
DC Gain Values for small signal model			
Gain between VOUT and VFB	beta_DC	0,09	
Error Amplifier Gain	AEA_DC	1500,00	
Current Mode Gain	ACM_DC	9,54	
Stability results			
Open Loop DC Gain	DC_Gain	61,73	dB
Cut Frequency	fc	1400	Hz
Phase Margin	PM	73,44	deg

图22 Excel补偿表输入和数字结果

3.4 关于闭合环路的考虑事项

TLD5095/98控制逻辑包含了两个控制环路，即由分流电阻器 R_{CS} 定义的电流控制环路，和由负载电流分流电阻应用笔记

关于稳定性的考虑事项

R_{FB} 定义的电压控制环路。内部斜率补偿确保在占空比大于50%时回路的稳定性。在此需要外部补偿网络 R_{COMP} 和 C_{COMP1} 串联接地，且电容 C_{COMP2} 与他们并联，以在规定的边界条件下实现一个稳定的应用。

下图23显示了保持闭环稳定的主要元器件。这些元器件主要有升压电感 L_{BO} ，输出电容 C_{OUT} 和它的ESR值，反馈电阻 R_{FB} 和输出网络 R_{LED} ，且 V_{LED} 对闭环的稳定性影响重大。可以忽略续流二极管参数 V_d 和 R_d 。

注释: A_{CM} 方程式 (56) 不仅仅描述了电流回路放大器。电流回路，斜率补偿，逻辑和升压网络（包含了: C_{OUT} 和 R_{LED} , L_{BO} ）自身，都显示在图23高亮的虚线区。

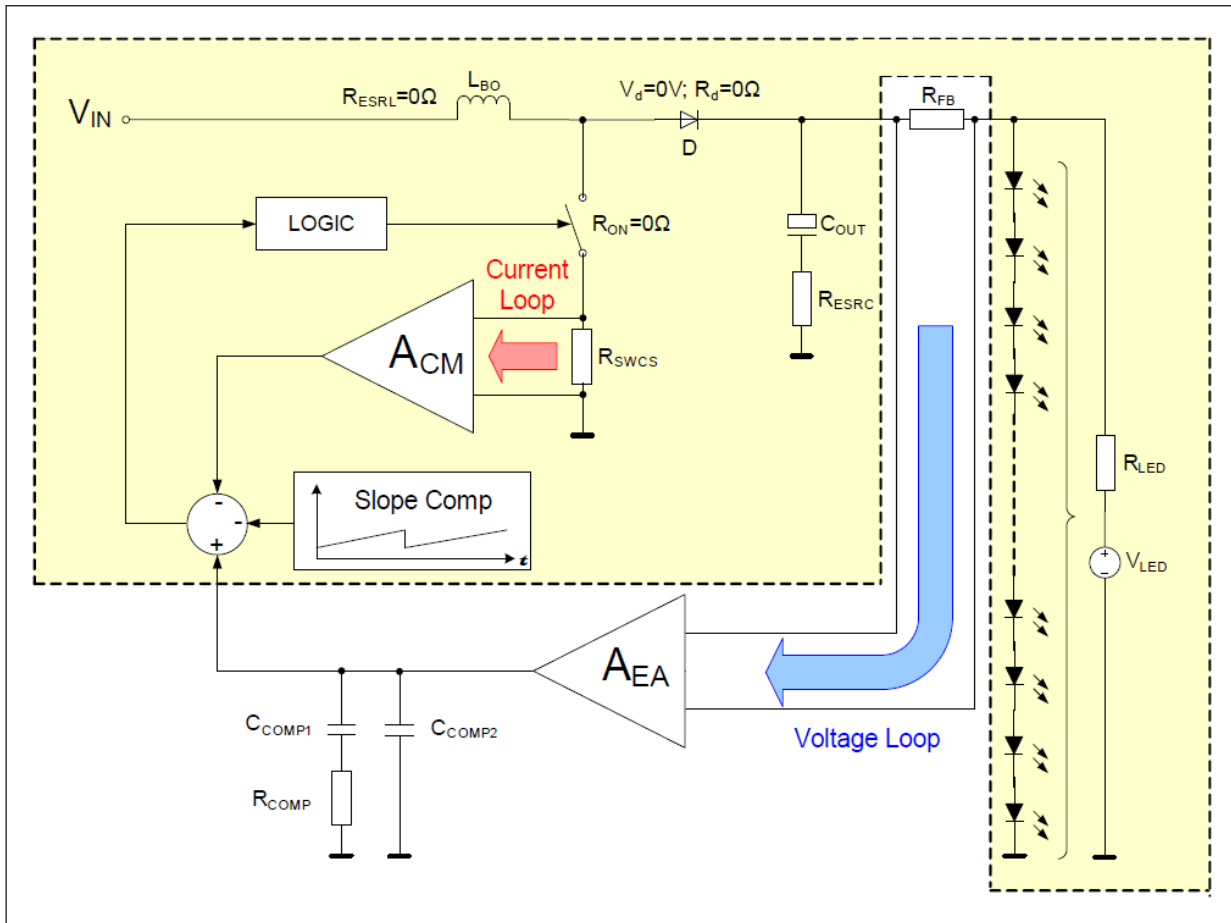


图23 TLD5095/98 闭环示意图

3.4.1 开环增益定义

为了保持控制系统的稳定性，需要获得开环增益的极点。通常使用极点和零点图来评估控制系统的稳定性。一般来说，如果所有的极点都位于假想坐标轴的左边，那么系统便是稳定的。更多细则，见图24。

注释：零点对系统稳定性无影响！

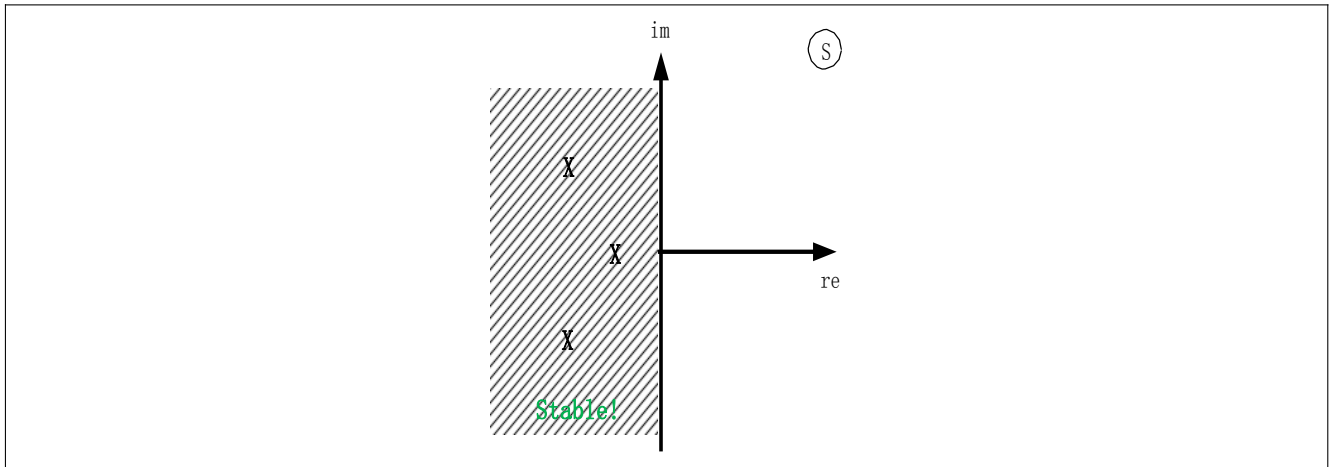


图24 极点和零点图概览

$$T \cong A_{CM} \cdot A_{EA} \cdot \beta \quad (55)$$

T=开环增益

A_{CM} = 电流测量放大器的放大率(电流回路)

A_{EA} = 误差放大器的放大率(电压回路)

β = 反馈网络

反馈网络描述了反馈信号和输出信号之间的关系。

$$A_{CM} \cong \frac{0.2 \cdot D' \cdot R_{load}}{\left(1 + \frac{V_{OUT} - n \cdot V_{th_LED}}{V_{OUT}}\right) \cdot R_{swcs}} \cdot \frac{(1 - \tau_{z1} \cdot s) \cdot (1 + \tau_{z2} \cdot s)}{(1 + \tau_{p1} \cdot s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (56)$$

$$A_{EA} \cong 0.0006 \times R_{EA} \times \frac{(1 + \tau_{z3} \cdot s)}{(1 + \tau_{p2} \cdot s) \cdot (1 + \tau_{p3} \cdot s)} \quad (57)$$

0.0006 = 误差放大器的gmEA “跨导”

$$\beta \cong \frac{R_{FB}}{R_{load}} \quad (58)$$

3.4.2 零点和极点的定义

下列公式需要在此定义一些参数：

$$D = 1 - D' \quad (59)$$

$$D' = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (60)$$

$$D' = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{12V}{40.72V} = 0.295 \quad (61)$$

$$R_{load} \cong R_{FB} + n \cdot R_{LED} \quad (62)$$

$$R_{load} \cong R_{FB} + n \cdot R_{LED} = 0.75\Omega + 12 \cdot 0.67\Omega = 8.79\Omega \quad (63)$$

D' = 倒置的开关占空比 (1-D)

n = LED灯的个数

R_{LED} = LED正向电阻

图3所展示的系统包括了3个零点, 定义如下：

$$\tau_{z1} \cong \frac{L_{BO}}{R_{load} \cdot D'^2} \cdot \left(\frac{V_{OUT} - n \cdot V_{th_LED}}{V_{OUT}} \right) = \frac{56\mu H}{8.79\Omega \cdot 0.295^2} \cdot \left(\frac{40.72V - 12 \cdot 3.1V}{40.72V} \right) = 6.33 \cdot 10^{-7} \frac{s}{rad} \quad (64)$$

$$\tau_{z2} \cong C_{out} \cdot R_{ESR_Cout} = 10\mu F \cdot 0.01\Omega = 1 \cdot 10^{-7} \frac{s}{rad} \quad (65)$$

$$\tau_{z3} \cong C_{comp1} \cdot R_{comp} = 47nF \cdot 1k\Omega = 4.7 \cdot 10^{-5} \frac{s}{rad} \quad (66)$$

对应这三个零点，系统也包括了三个极点：

$$\tau_{p1} \cong \frac{C_{out} \cdot (R_{load} + 2 \cdot R_{ESR_Cout})}{\left(1 + \frac{V_{OUT} - n \cdot V_{th_LED}}{V_{OUT}}\right)} = \frac{10 \mu F \cdot (8.79 \Omega + 2 \cdot 0.01 \Omega)}{\left(1 + \frac{40.72 V - 12 \cdot 3.1 V}{40.72 V}\right)} = 8.11 \cdot 10^{-5} \frac{s}{rad} \quad (67)$$

R_{EA} = 误差放大器的内置电阻

$R_{EA} \cong 2.5 \text{ M}\Omega$ (用于TLD5098)

$R_{EA} \cong 47 \text{ M}\Omega$ (用于TLD5095)

$R_{EA} \gg R_{COMP}$

注释: $C_{COMP1} \gg C_{COMP2}$

$$\tau_{p2} \cong (C_{comp1} + C_{comp2}) \cdot R_{EA} = (47 nF + 0 nF) \cdot 2.5 M\Omega = 1.18 \cdot 10^{-1} \frac{s}{rad} \quad (68)$$

$$\tau_{p3} \cong C_{comp2} \cdot R_{comp} = 0 nF \cdot 1 k\Omega = 0 \frac{s}{rad} \quad (69)$$

3.4.3 斜率补偿参数和品质因素Q的定义

用于电流回路模型的斜率补偿参数(ω_n , Q , m_c , S_e , S_n)以R. B. Ridley为基础。

[1] 参考:Ridley, R. B.; “一种用于电流模式控制的新的连续时间模型”; IEEE Transaction on Power Electronics; Vol. 6; Issue 2; pp. 271-280; 1991。

注释: 对于系统的稳定性, 品质因素Q需为正!

$$S_e = \frac{50 \cdot 10^{-6} A}{T_{SW}} = \frac{50 \cdot 10^{-6} A}{2.5 \mu s} = 20 \frac{A}{s} \quad (70)$$

T_{SW} = 开关周期

S_e = 内部斜率补偿

$$S_n = 0.001 \cdot \frac{V_{IN}}{L_{BO}} \cdot R_{swcs} = 0.001 \cdot \frac{12V}{56 \mu H} \cdot 50 m\Omega = 10.71 \frac{A}{s} \quad (71)$$

S_n = 开关导通周期斜率

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} = 1 + \frac{20 \frac{A}{s}}{10.71 \frac{A}{s}} = 2.87 \quad (72)$$

$$Q \cong \frac{1}{\pi \cdot (m_c \cdot D' - 0.5)} = \frac{1}{\pi \cdot (2.87 \cdot 0.295 - 0.5)} = 0.92 \quad (73)$$

Q=过冲的品质因素

3.4.4 计算开环增益

$$A_{CM}(0) \cong \frac{0.2 \cdot D' \cdot R_{load}}{\left(1 + \frac{V_{OUT} - n \cdot V_{th_LED}}{V_{OUT}}\right) \cdot R_{swcs}} = \frac{0.2 \cdot 0.295 \cdot 8.79\Omega}{\left(1 + \frac{40.72V - 12 \cdot 3.1V}{40.72V}\right) \cdot 0.05\Omega} = 9.54 \quad (74)$$

$$A_{EA}(0) \cong 0.0006 \cdot R_{EA} = 0.0006 \cdot 2.5M\Omega = 1500 \quad (75)$$

$$\beta \cong \frac{R_{FB}}{R_{load}} = \frac{0.75\Omega}{8.79\Omega} = 0.0853 \quad (76)$$

$$T(0) \cong A_{CM} \cdot A_{EA} \cdot \beta = 9.54 \cdot 1500 \cdot 0.0853 = 1220.64 \quad (77)$$

$$T(0) | dB = 20 \cdot \log(1220.64) = 61.73dB \quad (78)$$

3.5 计算相位裕度

对于一个良好的实践, 一个合理的相位裕度是 $> 60^\circ$ 的。如果相位裕度低于这个值, 系统的响应更激烈且可能发生振荡(同时 f 交叉也更陡)。可以通过增加相位裕度实现更加平缓的开关响应。

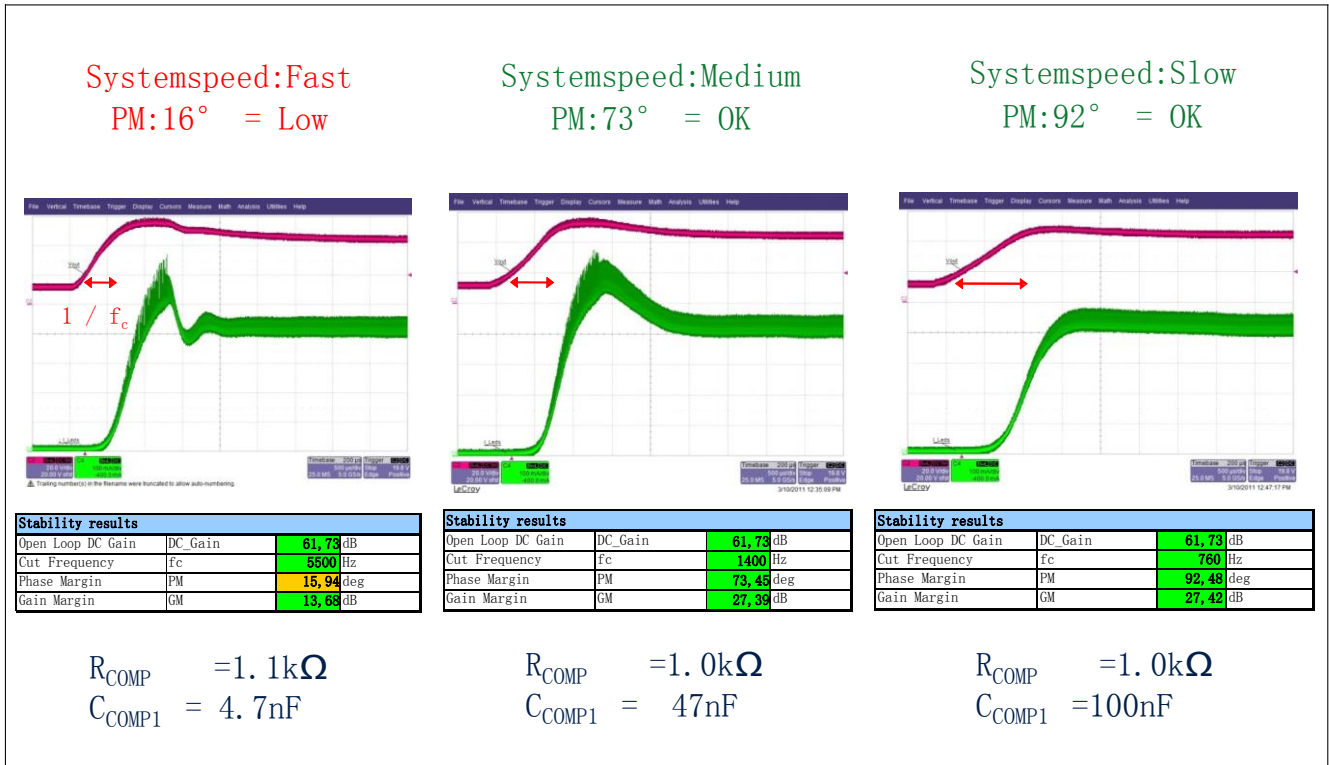


图25 激烈反应和平缓反应的系统对比

这点可以通过改变补偿网络来实现。一个用于稳定性评估的专用Excel文件对计算出合理的网络补偿值 R_{COMP} , C_{COMP1} , C_{COMP2} 非常有帮助。Excel表单本身具有一个内嵌函数, 如果相位裕度在稳定【应用时】在一个合理范围内, 那么该函数用绿色标签显示此相位裕度。此外, 图26波德图直接阐述了相位和增益斜率。交叉斜率 f_{cross_over} 被定义为增益斜率与0dB线相交时的那个值。系统的相位裕度PM可在点 f_{cross_over} 上获取。

$$f_{cross_over} \cong \frac{T(0)}{2 \cdot \pi \cdot C_{comp1} \cdot R_{EA}} = \frac{1220.64}{2 \cdot \pi \cdot 47nF \cdot 2.5M\Omega} \cong 1653 Hz \quad (79)$$

$$\omega_{c_o} = 2 \cdot \pi \cdot f_{cross_over} = 2 \cdot \pi \cdot 1653 Hz = 10386 \frac{rad}{s} \quad (80)$$

$$\phi_m = 180 - \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{p1}) - \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{p2}) - \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{p3}) - \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{z1}) + \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{z2}) + \tan^{-1}(\omega_{c0} \cdot \tau_{z3}) \quad (81)$$

$$\phi_m = 180^\circ - 40.1^\circ - 89.95^\circ - 0^\circ - 3.76^\circ + 0.06^\circ + 26^\circ = 72.25^\circ \quad (82)$$

注释: 由于四舍五入的影响, 因此计算出的值与Excel表实际得出的值会有偏差!

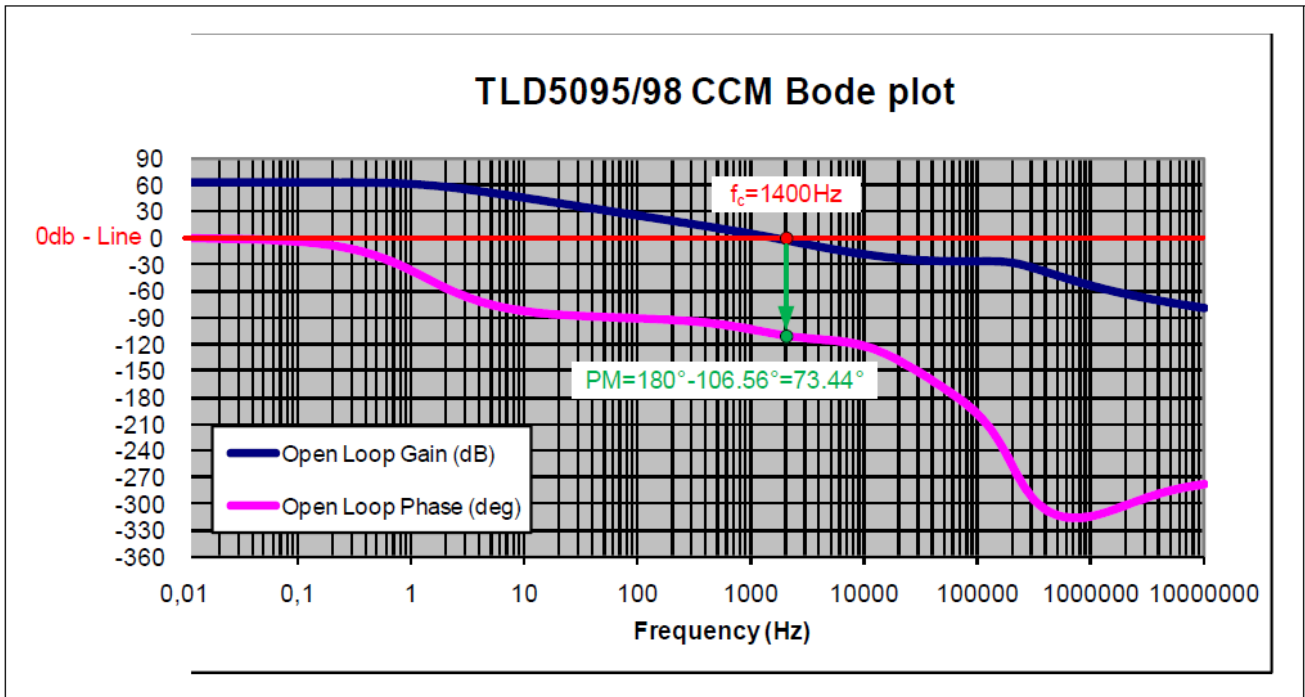


图26 波德图



4 功率损耗和系统效率

在计算并仔细挑选外设元件之后,就可以计算出整体的功率损耗和系统效率了。本章节详细描述了如何计算出每个元件的功率耗散。在计算中,我们将典型应用的输入电压默认为 $V_{IN} = 12\text{ V}$ 。

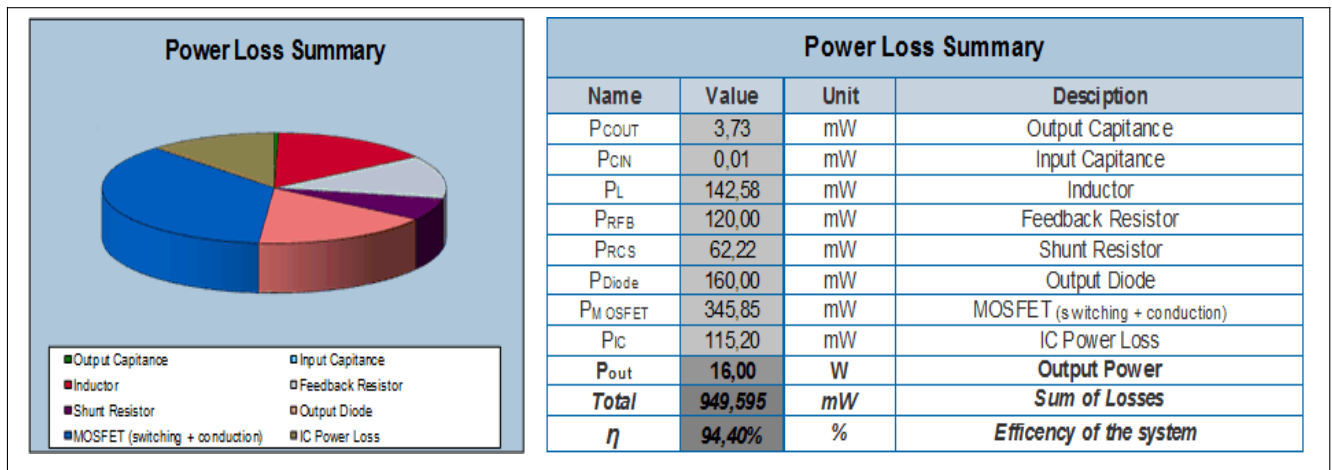


图 27 功率损耗总结

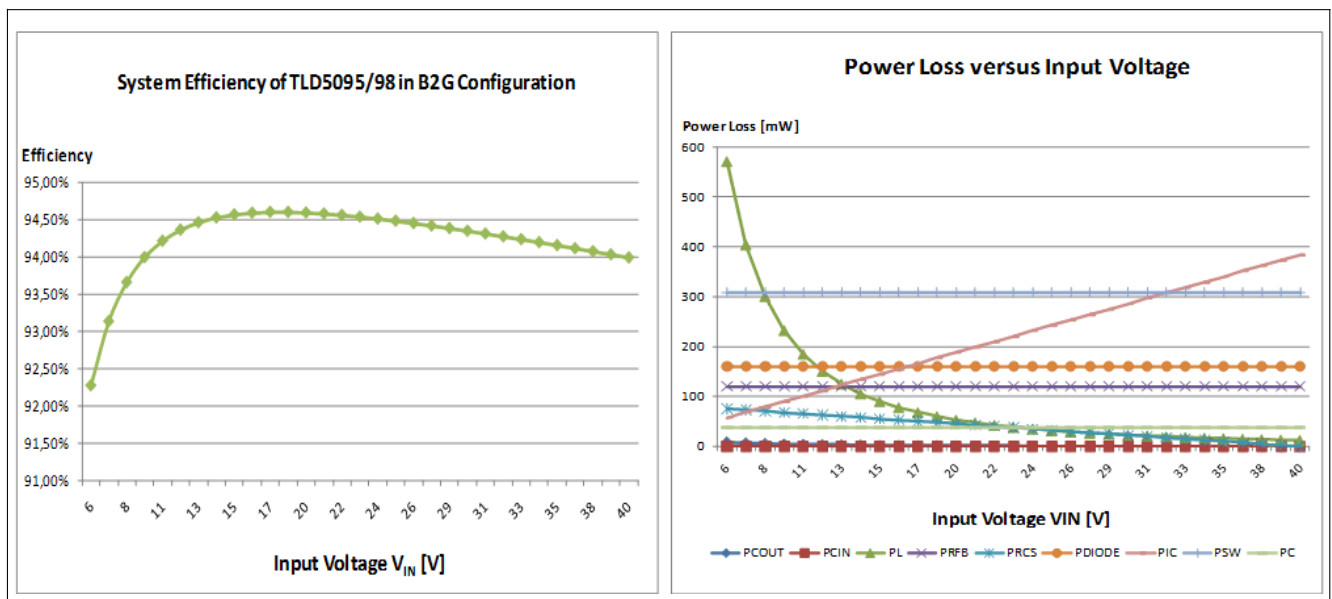


图28 系统效率和各个元件的功率损耗斜率

4.1 TLD5095/98 IC功率损耗- P_{IC}

在DC/DC控制器IC中集成了多个功率耗散模块。

1) 集成稳压器的损耗- P_{LDO} :

有必要计算出内部LDO所需的电流平均值。

$$I_{VCC_RMS} = Q_g \cdot f_{SW} \quad (83)$$

$$I_{VCC_RMS} = 6.5nC \cdot 400kHz = 2.6mA \quad (84)$$

$$P_{LDO} = (V_{IN} - V_{IVCC}) \cdot I_{VCC_RMS} \quad (85)$$

$$P_{LDO} = (12V - 5V) \cdot 2.6mA = 18.2mW \quad (86)$$

2) 门极电荷损耗: P_{gate_charge} :

$$P_{gate_charge} = V_{IVCC} \cdot I_{VCC_RMS} \quad (87)$$

$$P_{gate_charge} = 5V \cdot 2.6mA = 13mW \quad (88)$$

3) 静态电流消耗损耗- P_Q :

$$P_Q = V_{IN} \cdot I_{q_on} \quad (89)$$

$$P_Q = 12V \cdot 7mA = 0.084W \quad (90)$$

IC 总损耗:

$$P_{IC} = P_{LDO} + P_{gate_charge} + P_Q = 115.2mW \quad (91)$$

4.2 功率MOSFET- P_{MOSFET}

功率MOSFET的损耗可分为两部分损耗:

1) 传导损耗 P_C :

$$P_C = D \cdot I_{IN}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (92)$$

$$P_C = 0.70 \cdot 1.33 A^2 \cdot 30 m\Omega = 37.33 mW \quad (93)$$

2) 开关损耗 P_{SW} :

$$P_{SW} = 0.5 \cdot V_{OUT} \cdot I_{IN} \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f_{SW} \quad (94)$$

$$P_{SW} = 0.5 \cdot 40 V \cdot 1.33 A \cdot (39.5 ns + 27.3 ns) \cdot 400 kHz = 308.52 mW \quad (95)$$

总的MOSFET损耗为:

$$P_{MOSFET} = P_C + P_{SW} = 37.33 mW + 308.52 mW = 345.85 mW \quad (96)$$

4.3 LED电流反馈电阻功率损耗- P_{RFB}

$$P_{RFB} = I_{OUT}^2 \cdot R_{FB} \quad (97)$$

$$P_{RFB} = 0.4 A^2 \cdot 0.75 \Omega = 0.12 W \quad (98)$$

4.4 开关电流诊断电阻功率损耗- P_{RCS}

$$P_{RCS} = D \cdot I_{IN}^2 \cdot R_{CS} \quad (99)$$

$$P_{RCS} = 0.70 \cdot 1.33 A^2 \cdot 0.05 \Omega = 0.062 W \quad (100)$$

4.5 电感功率损耗- P_{LBO}

$$P_{LBO} = I_{L,AVG}^2 \cdot DCR \quad (101)$$

$$P_{LBO} = 1.33 A^2 \cdot 0.0802 \Omega = 142.58 mW \quad (102)$$

4.6 输入电容功率损耗- P_{CIN}

$$P_{CIN} = I_{RMS}^2 \cdot ESR \quad (103)$$

$$P_{CIN} = 0.115 A^2 \cdot 0.005 \Omega = 10 \mu W \quad (104)$$

4.7 输出电容功率损耗- P_{COUT}

$$P_{COUT} = I_{RMS_COUT}^2 \cdot ESR \quad (105)$$

$$P_{COUT} = 0.61 A^2 \cdot 0.01 \Omega = 3.73 mW \quad (106)$$

4.8 续流二极管功率损耗- P_{DBO}

$$P_{diode} = I_{OUT} \cdot V_{FW} \quad (107)$$

$$P_{diode} = 0.4 A \cdot 0.4 V = 160 mW \quad (108)$$



5 设计工具

计算和设计是一项非常耗时的工程,尤其是在开关电源应用中。为了缩短开发周期,设计工具都深受客户的赞赏,英飞凌在此提供了多种工具和准则以确保更有效率地设计TLD5095/98 DC/DC控制器IC。

5.1 用于快速评估外部元件,效率和稳定性的Excel工具

所有在本应用笔记中总结和描写的方程式都被合编进入了一个专用的Excel表单。这个Excel工具可清楚地计算元件的各个值,评估稳定性,计算功率损耗并评估系统效率。不仅如此,还可以导出所有的结果并转成一个PDF文件,作为设计总结永久性的应用文献。应用笔记和Excel工具的结合应为TLD5095/98应用的合理设计提供一个专注而快捷的途径。

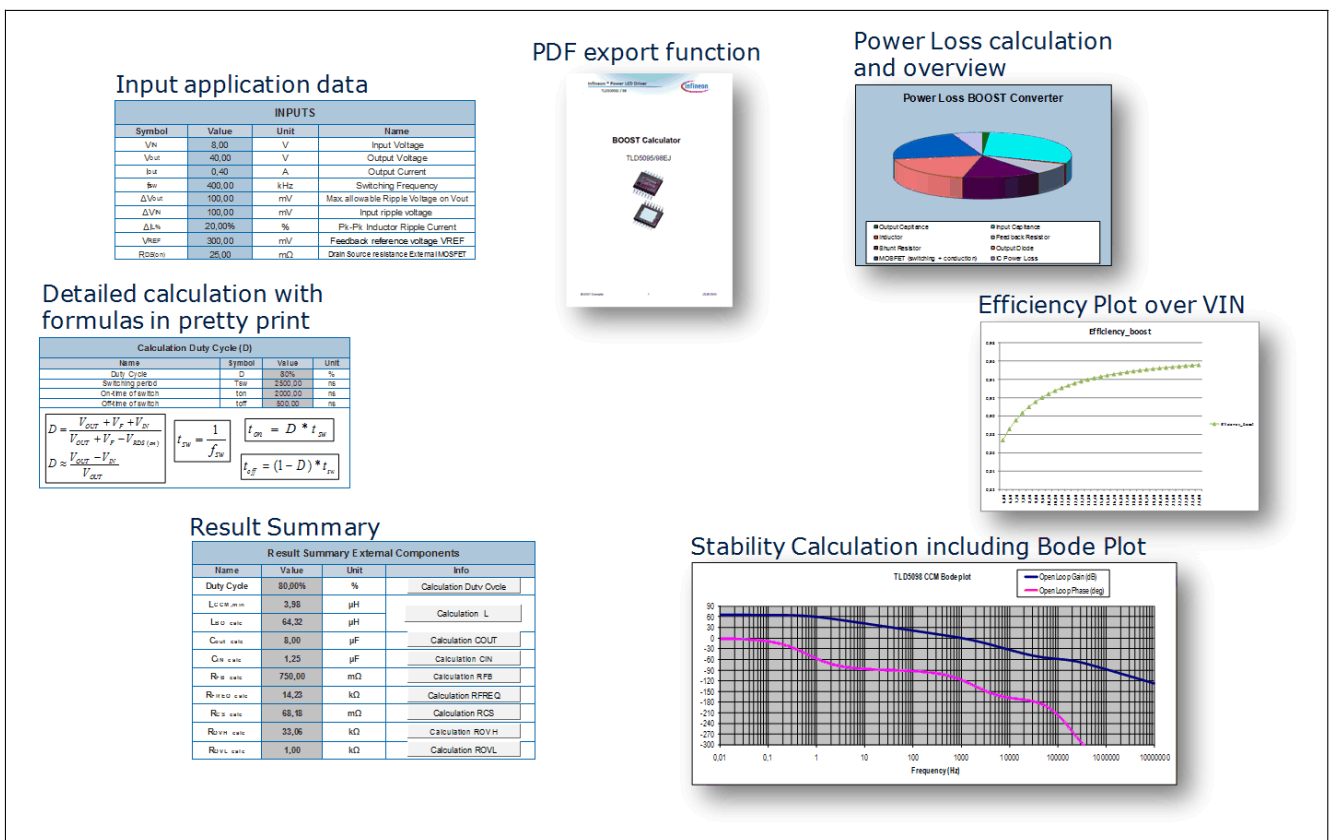


图29 用于计算和稳定性评估的Excel表单

5.2 电模拟和热模拟（电路仿真和热仿真）

PSPICE模型对获取系统响应的初步印象非常有益。Pspice 仿真模型对于利用芯片设计电路非常有帮助，可以减少硬件的开发周期，从而减小开发成本。TLD5095/98 IC所提供的PSPICE模型可以很容易地帮助研究出稳定性和开关响应。一经要求，可以提供一整套测试台，包括分立元件，DC/DC变换器和MOSFET。值得一提的是，复杂的英飞凌MOSFET档案也具备了专用的PSPICE模型，且这个模型也包含在前述测试台里。

英飞凌网站:www.infineon.com/automotivemosfet

除了电模拟, 评估系统的热性能也越来越重要。建议运行热模拟（如Flotherm）或其它合适的工具以研究热响应的粗略布局。绝对不能超出元件的最大额定值！

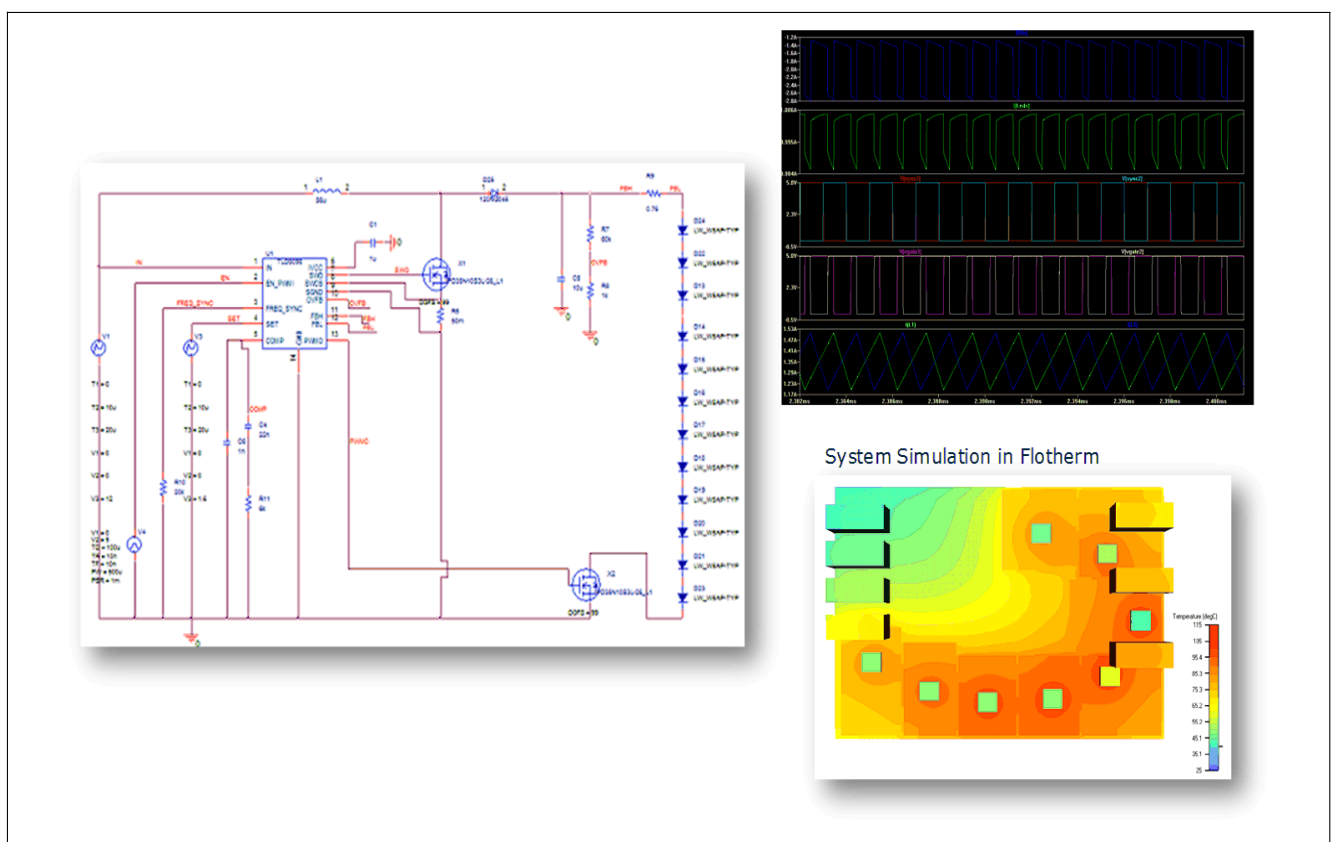


图30 模拟工具和支持

5.3 在实验室内&板载LED链上用于快速评测的Demo板

评估TLD5095/98产品的另一种措施就是在即插即用硬件，如评测套件上进行真实性测量。在此重新使用了在EMC测试PCB中用过的DC/DC 布局。IC的所有引脚可以通过香蕉电缆轻易地连接到测量仪表，负载和供电设备。


评测套件具有板载LED（最多8个LED串联，对于降压升压配置，最多可以8个LED串联，对于buck-boost的应用，可以进行1-8个LED的自由配置。此外，它还可以通过专用端口（4 mm香蕉插座）驱动真实负载。您可以通过在demo板上进行简单的切换，就实现板载LED和外部负载之间的相互切换。

如下图31所示，可以订购两种不同配置的评测套件。

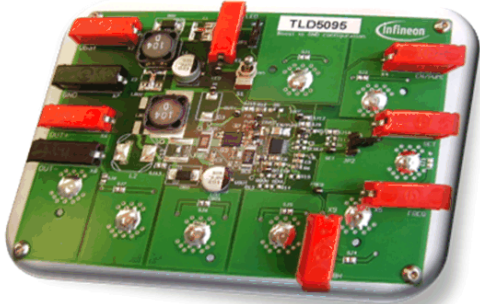
1. 一个demo板具备标准的升压-接地应用特征，且通过简单的修改外部电路就可以实现SEPIC配置。此外，升压-接地（B2G）和SEPIC都可在稳定的电压模式下被驱动。
2. 第二个demo板具有升压-电池配置特征，用于实现降压-升压响应，且它连接了一个LED或数只LED串。在demo板上简单地修改外设元件之后，稳定的电压模式也可用于该配置。

TLD5095/98 demo板使得我们在工作实验台上就可以模拟真实的应用环境快速评估产品，并且我们可以从当地的销售团队订购该产品。

- The Evaluation Kit consists of two different Demoboards:
 - 1) Boost to GND Configuration
 - Following configurations are possible:
 - Boost to GND (default)
 - SEPIC (external components arrangement must be modified)
 - Constant Voltage Mode (external components arrangement must be modified)
 - 2) Boost to Vbat Configuration
 - Following configurations are possible
 - Boost to Vbat (default)
 - Constant Voltage Mode (external components arrangement must be modified)



B2G - Demoboard



B2B - Demoboard

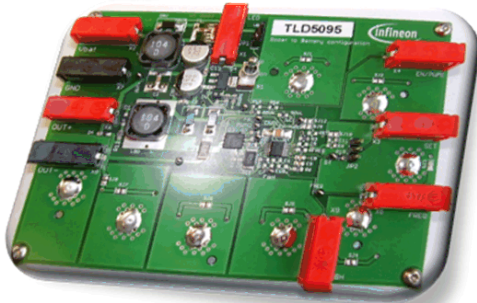


图31 实验室里的即插即用demo板

5.4 小应用板的示例布局

除了用于快速评估产品的评测套件外，还有专用的EMC和尺寸优化的应用印刷电路板PCB可供选择。这些应用板专用于一个特定的配置，如标准的升压-接地或SEPIC配置。应用板的尺寸是4.5 cm x 4 cm，且可以通过电缆线将其接至电源和外部负载。

为了模拟真实负载情形，英飞凌也开发了一个通用的LED板。LED负载板采用多达20个串联的LED灯，或者也可被配置为并行连接以模拟多路光源。

应用板与真实负载或英飞凌负载板结合使用使得可以快速而真实的模拟原型，并对初始系统演示的建立非常有益。这些板的布局可被优化成EMC电磁兼容性，且可被重新用于客户应用。

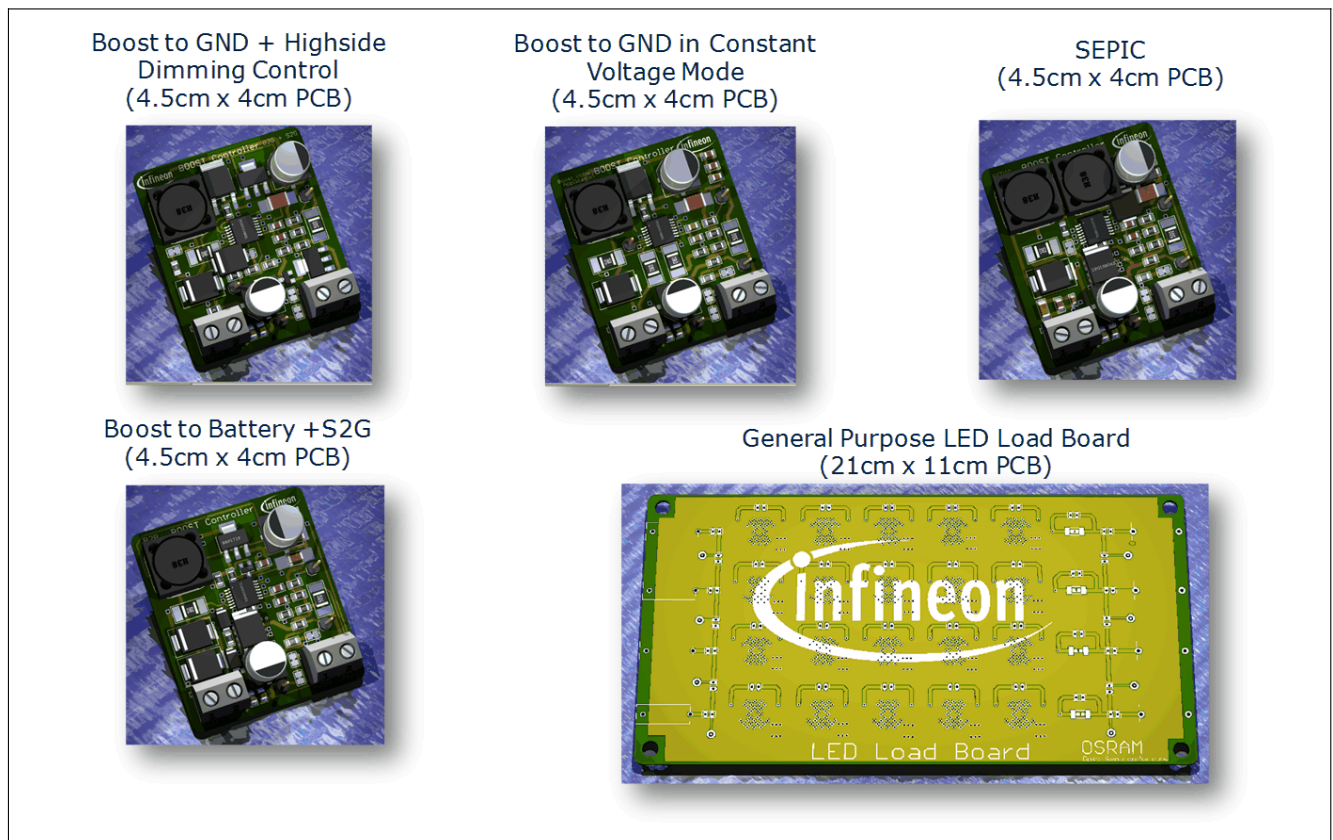


图32 小的多功能应用板和EMC优化的布局

5.5 EMC电磁兼容测试报告和结果总结

开关电源的EMC性能被认作是设计活动中最重要的话题之一。所有的OEM都规定了不同的限制，而应用必须遵守这些限制。英飞凌EMC调查清楚地考虑了OEM和客户的规范并提供了详尽的报告。

EMC报告包含了传导发射和辐射发射，免疫响应，和ISO脉冲。

在某些情况下，还描述了专用的滤波器和对策以进一步改善EMC电磁兼容性能，并为合理的EMC设计提供了所需遵循的指南。

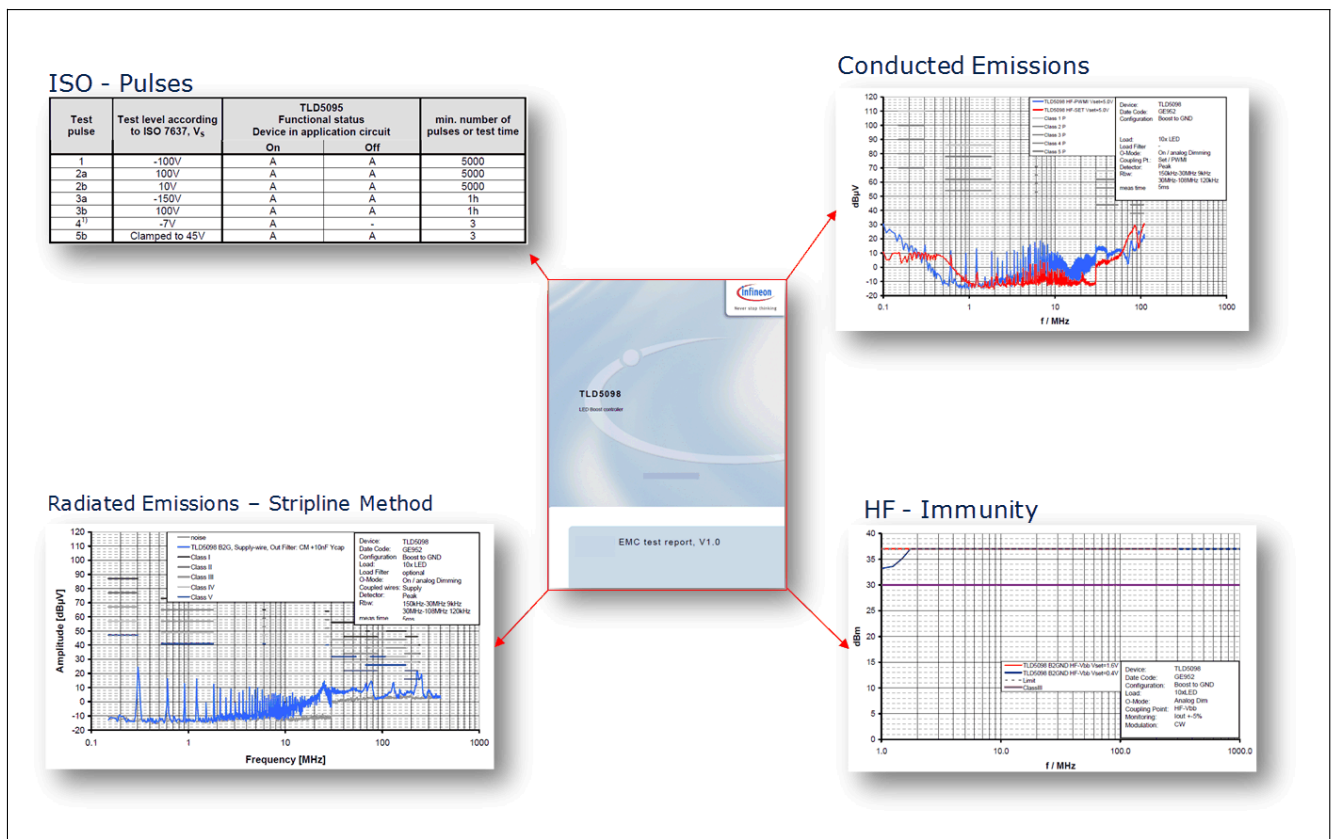


图33 EMC电磁兼容测试报告和结果总结

- 如欲了解进一步应用信息，请访问网站 <http://www.infineon.com/>

6 修订历史

修订历史V1.3, 2014-06-18

前版本:

1.0, 1.1, 1.2

页数	内容（较上版做出重大修订）
所有	版本更新

免责声明

为方便客户浏览，英飞凌以下所提供的将是有关英飞凌产品及服务资料的中文翻译版本。该中文翻译版本仅供参考，并不可作为任何论点之依据。虽然我们尽力提供与英文版本含义一样清楚的中文翻译版本，但因语言翻译和转换过程中的差异，可能存在不尽相同之处。因此，我们同时提供该中文翻译版本的英文版本供您阅读，请参见 www.infineon-ecosystem.org。并且，我们在此提醒客户，针对同样的英飞凌产品及服务，我们提供更加丰富和详细的英文资料可供客户参考使用。请详见 www.infineon.com

客户理解并且同意，英飞凌毋须为任何人士由于其在翻译原来的英文版本成为该等中文翻译版本的过程中可能存在的任何不完整或者不准确而产生的全部或者部分、任何直接或者间接损失或损害负责。英飞凌对于中文翻译版本之完整与正确性不担负任何责任。英文版本与中文翻译版本之间若有任何歧异，以英文版本为准，且仅认可英文版本为正式文件。

您如果使用以下提供的资料，则说明您同意并将遵循上述说明。如果您不同意上述说明，请不要使用本资料。

版次2014/6/18

出版发行：
英飞凌科技公司
上海，中国

© 2014 Infineon Technologies

版权所有

免责声明

本应用笔记中给出的信息仅作为实现英飞凌器件的建议，不得被视为英飞凌器件的任何特定功能、条件或质量作出的任何说明或保证。此应用笔记的接受者必须在实际应用中判定此种描述的任何功能。英飞凌科技在此否认承担此应用笔记中任何和所有信息相关的任何形式的保证和责任（包括但不限于不侵犯第三方知识产权）。

信息

有关技术、交货条款及条件和价格，请与您最近的Infineon Technologies Office (www.infineon.com)联系。

警告

由于技术要求，组件可能含有危险物质。如需相关型号的信息，请与您最近的 Infineon Technologies 办事处联系。如果可能合理地预期此类组件的故障会导致生命支持器件或系统发生故障或影响该器件或系统的安全性或有效性，则 Infineon Technologies 提供的组件仅可用于获得 Infineon Technologies 明确书面批准的生命支持器件或系统。生命支持器件或系统的目的是植入人体或支持和/或保持并维持和/或保护生命。如果出现故障，则可能危及使用者或他人的人身安全。