

## Application Note

## 采用 LM61495 为 OLED 面板应用实现反相降压/升压拓扑的设计指南



Justin Kim

## 摘要

本应用手册介绍在显示应用（尤其是 OLED 面板）中使用标准降压转换器实现反相降压/升压 (IBB) 拓扑的设计注意事项。OLED 面板通常需要正负电压电源轨（称为 ELVDD 和 ELVSS）来点亮 OLED。为了简化设计并考虑到 PCB 尺寸和 BOM 成本，通常使用标准降压转换器来实现 IBB 拓扑，从而提供负电压。本应用手册使用 TI 的参考设计 PMP23333，其中采用了 LM61495。LM61495 可以在 3V 至 36V 的宽输入电压范围内运行，并具有 10A 负载能力，这足以作为 OLED 面板设计 IBB 转换器。此设计不仅限于 OLED 面板应用，还适用于电信应用或其他需要负输出电压的应用。

## 内容

1 OLED 驱动方案.....	2
2 反相降压/升压概念.....	3
3 PMP23333 简介.....	4
3.1 PMP23333 原理图.....	5
4 设计注意事项.....	6
4.1 VIN、VOUT 范围.....	6
4.2 电感器选择和最大输出电流.....	7
4.3 电容器选型.....	9
4.4 效率和散热注意事项.....	11
4.5 可选使能 (EN) 电平转换器.....	12
5 总结.....	13
6 参考资料.....	13

## 插图清单

图 1-1. OLED 像素的基本结构.....	2
图 2-1. 从降压转换为反相降压/升压拓扑.....	3
图 2-2. 反相降压/升压配置.....	3
图 2-3. IBB 配置的导通时间.....	3
图 2-4. IBB 配置的关断时间.....	3
图 3-1. PMP23333 (顶部) 电路板图像.....	4
图 3-2. PMP23333 (底部) 电路板图像.....	4
图 3-3. PMP23333 原理图.....	5
图 4-1. 设置可调版本的输出电压.....	6
图 4-2. I <sub>OUT</sub> = -2.7A 时的 SW 和 IL 波形.....	8
图 4-3. I <sub>OUT</sub> = -4A 时的 SW 和 IL 波形.....	8
图 4-4. 采用额外电容器 C <sub>IO</sub> 、C <sub>IO_HF</sub> 的反相降压/升压拓扑.....	9
图 4-5. 具有 C12 - C15 时的 V <sub>IN</sub> 纹波波形.....	9
图 4-6. 没有 C12 - C15 时的 V <sub>IN</sub> 纹波波形.....	9
图 4-7. 具有 C12 - C15 时的 V <sub>OUT</sub> 纹波波形.....	10
图 4-8. 没有 C12 - C15 时的 V <sub>OUT</sub> 纹波波形.....	10
图 4-9. 具有 C12 - C15 时的 V <sub>OUT</sub> 瞬态波形 (0A 至 2.7A).....	10
图 4-10. 没有 C12 - C15 时的 V <sub>OUT</sub> 瞬态波形 (0A 至 2.7A).....	10
图 4-11. I <sub>OUT</sub> = -2.7A 时的热结果.....	11

图 4-12.  $I_{OUT} = -4A$  时的热结果..... 11  
 图 4-13. EN 引脚电平转换器..... 12

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 OLED 驱动方案

OLED (有机发光二极管) 由通电时发光的有机材料制成。每个像素可以独立发光，因此 OLED 不会有背光灯通过显示屏漏光的问题。OLED 像素的基本结构如图 1-1 所示。扫描线用于像素选择，以便导通 T1，允许将数据写入 T2。来自数据线的  $V_g$  可以控制灰度。数据存储电容器在帧时间内使  $V_g$  保持恒定。一般来说，驱动 OLED 需要诸如 ELVDD (正)、ELVSS (负) 等双极电压轨。一旦 T2 导通，便可将电流从 ELVDD (正) 驱动至 ELVSS (负)。通过改变 OLED 上的电压可以调整发光亮度。

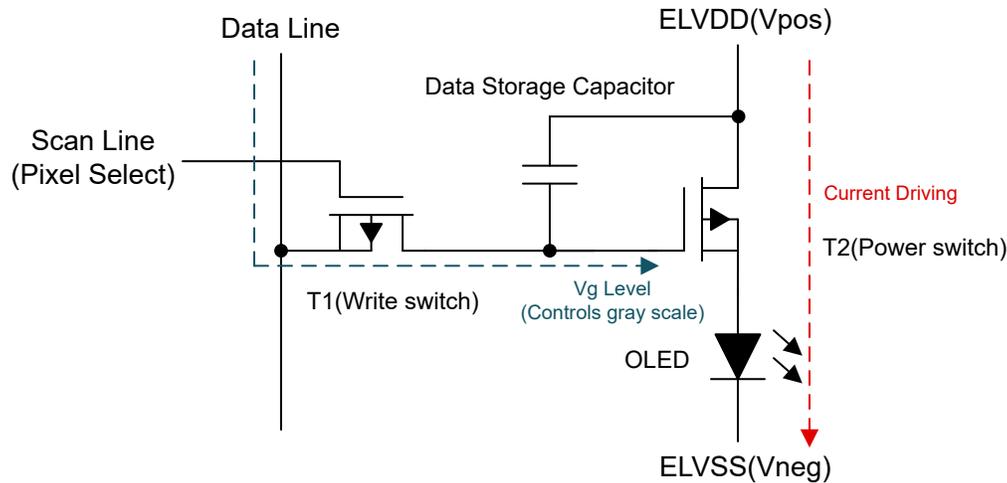


图 1-1. OLED 像素的基本结构

简单来说，可以对 ELVSS 使用接地端，而不是负输出电压。但最近，面板制造商对 ELVSS 使用负输出电压来尽可能减少闪烁问题。大多数使用 OLED 面板的应用 (如显示器) 都支持 VRR (可变刷新率) 功能，旨在将显示刷新率与视频输入帧速率同步。VRR 可以消除图像的抖动或撕裂，使信号源能够流畅显示。但是，随着刷新率在 VRR 范围 (如 30Hz 至 140Hz) 内变化，数据线路的充电速度可能会受到影响。这会改变数据存储电容器的充电电平，从而导致 OLED 的电流随之改变。即使目标亮度相同，VRR 也会导致亮度根据频率 (刷新率) 而变化。这种现象已被用户视为闪烁问题。为了防止并尽可能地减少这种闪烁问题，可以调整 OLED 的 ELVDD 电压电平或内部补偿电路。但是，这种做法有时受限并且很复杂。因此，更简单的常见做法是对 ELVSS 使用负输出电压来尽可能减少闪烁问题。电压电平由 OLED 的特性和内部补偿电路决定。因此，面板制造商的要求非常重要。

ELVDD 和 ELVSS 的电源需要具有足够的电流能力来驱动 OLED 像素。如果 OLED 面板尺寸更大，因此可能包含更多的像素，则需要更高的电流能力。这意味着负输出功率还需要具备与正输出功率相同的高电流能力。因此，与电流能力有限的电荷泵设计相比，负电压的反相降压/升压设计变得更受欢迎。此外，IBB 设计还可以帮助设计人员实现更低的 BOM 成本和更小的 PCB 尺寸设计。

## 2 反相降压/升压概念

对于标准降压转换器而言，电感器连接到  $V_{OUT}$  和开关引脚 (SW)。要将标准降压转换器更改为反相降压/升压转换器，请将降压转换器  $V_{OUT}$  重新分配至系统地，并将旧的降压系统地重新分配至  $-V_{OUT}$ 。需要将输入电容器重新连接到新的系统地，并且需要在  $V_{IN}$  和  $-V_{IN}$  之间连接一个新的旁路电容器  $C_{IO}$ 。

正输入和反馈电阻器与降压转换器中保持相同。要调整反相降压/升压转换器的输出，请使用降压转换器中反馈电阻器值的计算方法来计算反馈电阻器值。图 2-1 中的原理图展示了将标准降压转换器配置为反相降压/升压转换器时必须进行的更改。这种反相拓扑允许输出电压反相并且始终低于接地电压。

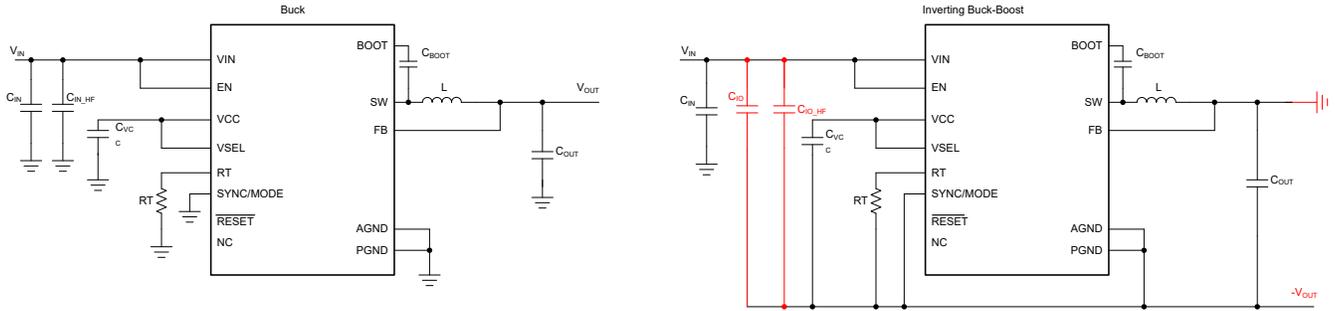


图 2-1. 从降压转换为反相降压/升压拓扑

反相降压/升压拓扑中的电路运行不同于降压拓扑中的电路运行。图 2-2 展示了输出电压端子是反向的，尽管元件的接线方式与降压转换器相同。如图 2-3 所示，在控制 MOSFET 导通期间，电感器用输入电流充电，而输出电容器提供负载电流。在此期间，电感器不向负载提供电流。

在控制 MOSFET 的关断时间和同步 MOSFET 的导通时间内，如图 2-4 所示，电感器为负载和输出电容器提供电流。这些更改会影响许多参数，以下各小节将进一步详细介绍。

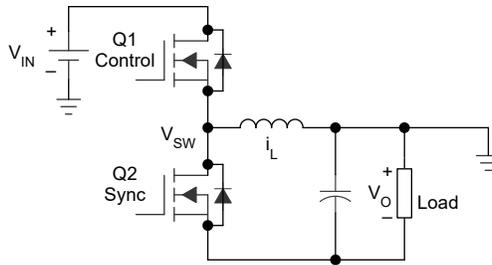


图 2-2. 反相降压/升压配置

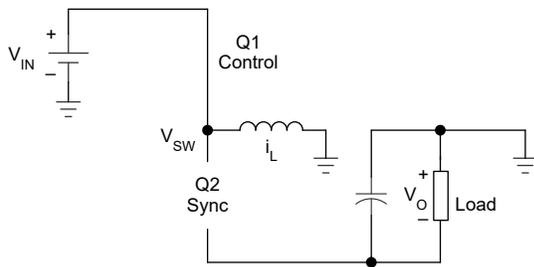


图 2-3. IBB 配置的导通时间

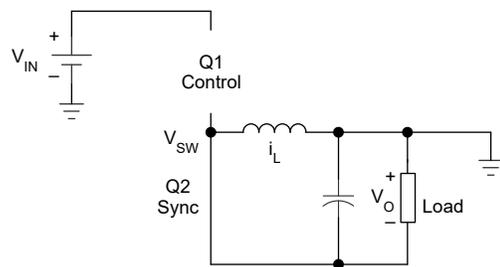


图 2-4. IBB 配置的关断时间

### 3 PMP23333 简介

本应用手册使用 TI 的参考设计 PMP23333。PMP23333 设计使用了 LM61495 同步降压稳压器，其具有内部顶部和底部 FET，配置为同步反相降压/升压转换器。LM61495 稳压器可提供固定或可调节输出电压（可设置范围为 1V 至预期输入电压的 95%）。LM61495 可以在 3V 至 36V 的宽输入电压范围内运行，具有高达 42V 的瞬态容差，因此可以为设计人员提供适当的设计灵活性。



图 3-1. PMP23333 (顶部) 电路板图像

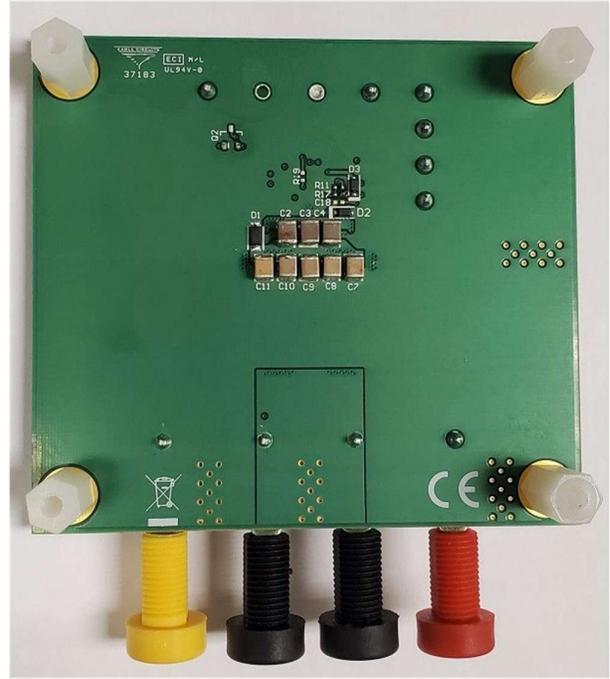


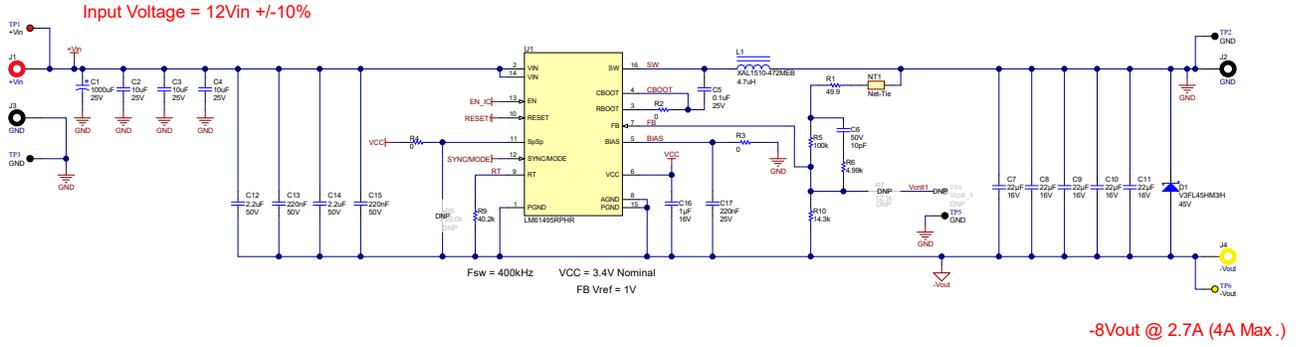
图 3-2. PMP23333 (底部) 电路板图像

表 3-1. PMP23333 的电压和电流要求

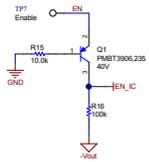
参数	规格
$V_{IN}$	12VDC $\pm$ 10%
$V_{OUT}$	-8VDC
$I_{OUT}$	2.7A 连续 (4A 峰值) 电流
$F_{SW}$	400kHz 标称值

此设计可通过 +12V $\pm$ 10% 输入产生 -8V 输出，并能够向负载提供 2.7A 连续 (4A 峰值) 电流。此设计支持高达 32W 的额定功率。因此，PMP23333 可作为理想的设计起点，支持显示器和小型电视应用中不超过 49 英寸的 OLED 面板。如节 1 中所述，- $V_{OUT}$  可以由 OLED 特性决定。- $V_{OUT}$  值可以由反馈电阻器的配置进行设置，如图 3-3 中的 PMP23333 原理图所示。如果设计人员需要为更大的 OLED 面板实现更高的额定功率，则由于电流、热限制等原因，需要考虑控制器设计。

### 3.1 PMP23333 原理图

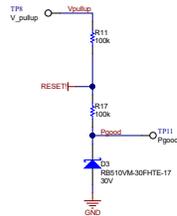


Enable Sub-Circuit



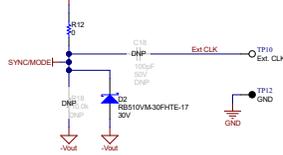
**Enable:**  
To enable the converter, apply a voltage on the TP7 testpoint, between 1V and 24V (Abs. Max.), relative to GND.  
To disable the converter, apply a voltage on the TP7 testpoint, below 0.3V, relative to GND, or leave floating.

Pgood Sub-Circuit



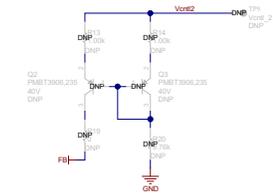
**Pgood :**  
Apply the desired pullup voltage to TP8. This should be no more than 6V Abs. Max., relative to GND!  
The Power Good signal will be on the TP11 testpoint and will swing between the provided Pgood pullup voltage provided by user on TP8 and near 0V.

Mode



**Mode Options:**  
1. For FPWM operation: install R12; uninstall R18.  
2. For PFM operation: install R18; uninstall R12.  
3. To synchronize to external clock signal, configure in PFM mode, install C18, and provide external clock signal to testpoint TP10 ("Ext. CLK"), referenced to GND (TP12).

Current Mirror Vout Adjust method



**Output Voltage Adjustment Method:**  
1. If using the current mirror sub-circuit for adjusting the output: install R19 and R20; change R5 to 11Kohm.  
2. Apply a 0V to 5V control signal to TP9 to adjust the output voltage between -12V to -7.5V, respectively.

Design is built on PMP23241A PCB

图 3-3. PMP23333 原理图

## 4 设计注意事项

### 4.1 VIN、VOUT 范围

与采用降压拓扑相比，集成电路 (IC) 采用反相降压/升压拓扑运行时的输入电压更小。造成此差别的原因是，IC 的接地引脚连接到 (负) 输出电压。因此，器件两端的输入电压是  $V_{IN}$  到  $V_{OUT}$ ，而非  $V_{IN}$  到地。因此，该设计需要考虑的输入电压范围为  $13.2V - (-8V) = 21.2V$ 。

LM61495 可以支持高达 36V 的电压，足以覆盖 21.2V 的输入电压范围。输出电压范围与配置为标准降压转换器时相同，但为负。反相降压/升压拓扑的输出电压必须按照 LM61495 规格设置在 1V 至预期输入电压的 95% 之间。此时，对于 IBB 实现方案，LM61495 的预期输入电压可以是  $V_{IN} - (-V_{OUT})$ 。

输出电压的设置方式与降压配置相同，将两个电阻连接到 FB 引脚。此设计将输出电压设置为 -8V，使输入电压范围为 21.2V。LM61495 使用 1V 基准进行控制以推导出 [方程式 1](#)。此公式可用于针对所需的输出电压和给定的  $R_{FBT}$  确定  $R_{FBB}$ 。在此设计中， $R_{FBT} = 100k\Omega$ 。因此， $R_{FBB} = 14.3k\Omega$  以设置  $-V_{OUT} = -8V$ 。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{V_{OUT} - 1} \quad (1)$$

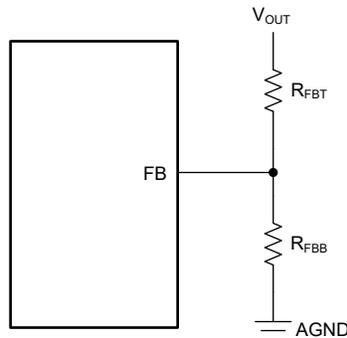


图 4-1. 设置可调版本的输出电压

## 4.2 电感器选择和最大输出电流

在此拓扑中，平均电感电流受到影响。在降压配置中，平均电感电流等于平均输出电流，因为电感器总是在控制 MOSFET 的导通和关断期间为负载提供电流。而在反相降压/升压配置中，仅由输出电容器向负载提供电流，而负载在控制 MOSFET 导通期间与电感器完全断开。在关断期间，电感器连接到输出电容器和负载（请参阅图 2-2 至图 2-4）。由于关断时间为开关周期的  $1 - D$ ，方程式 2 中的平均电感器电流计算方法如下：

$$I_{L(Avg)} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} \quad (2)$$

典型降压转换器的占空比只是  $V_{OUT} / (V_{IN} \times \eta)$ ，但方程式 3 中反相降压/升压转换器的占空比计算方法变为：

$$D = \frac{|V_{OUT}|}{|V_{OUT}| + (V_{IN} \times \eta)} \quad (3)$$

方程式 4 提供峰峰值电感器纹波电流：

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{f_s \times L} \quad (4)$$

其中，

- $\Delta I_L$  (A)：峰峰值电感器纹波电流
- $D$ ：占空比
- $f_s$  (Hz)：开关频率
- $L$  (H)：电感器值
- $V_{IN}$  (V)：相对于地、而不是相对于器件地或  $V_{OUT}$  的输入电压

与降压拓扑相比，反相降压/升压拓扑中的最大输出电流有所降低。这是由于峰值电感器电流增高导致的。

IBB 的电感器是根据所需的纹波电流选择的，这与任何其他直流/直流转换器都非常相似。对于  $\Delta I_L$ ，通常使用介于负载电流的 20% 至 40% 之间的一个值。由方程式 4 可以推导出方程式 5 以确定  $L$  值以及最大电感器电流。此信息用于选择适合该应用的标准电感器。

$$L = \frac{V_{IN}}{f_s \times \Delta I_L} \times \frac{|V_{OUT}|}{|V_{OUT}| + (V_{IN} \times \eta)} \quad (5)$$

在 PMP23333 设计中选择了  $4.7 \mu\text{H}$  电感器。在输出电压为  $-8\text{V}$  和输入电压为  $+12\text{V} \pm 10\%$  的情况下，根据 LM61495 数据表中所述的  $9.8\text{A}$  最小谷值电流限值，以下计算将得出可保证的最大允许输出电流。由于在高负载电流下运行时占空比会增加，因此在这些条件下用于以下方程式 6 中计算最大输出电流的占空比会增加 5%，从而实现更精确的最大输出电流计算。

$$D = \frac{|V_{OUT}|}{|V_{OUT}| + (V_{IN} \times \eta)} \times 1.05 = \frac{8}{8 + (10.8 \times 0.9)} \times 1.05 = 0.47 \quad (6)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{f_s \times L} = \frac{10.8 \times 0.47}{400\text{kHz} \times 4.7\mu\text{H}} = 2.7\text{A} \quad (7)$$

$$I_{L(Avg)} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} = \frac{4}{(1 - 0.47)} = 7.547\text{A} \quad (8)$$

$$I_{L(Peak)} = I_{L(Avg)} + \frac{\Delta I_L}{2} = 8.897\text{A} \quad (9)$$

$$I_{L(Valley)} = I_{L(Avg)} - \frac{\Delta I_L}{2} = 6.197\text{A} \quad (10)$$

图 4-2 和图 4-3 展示了  $-2.7\text{A}$ 、 $-4\text{A}$  负载条件下的开关电压和电感器电流波形，并表明计算结果与实际值基本吻合。

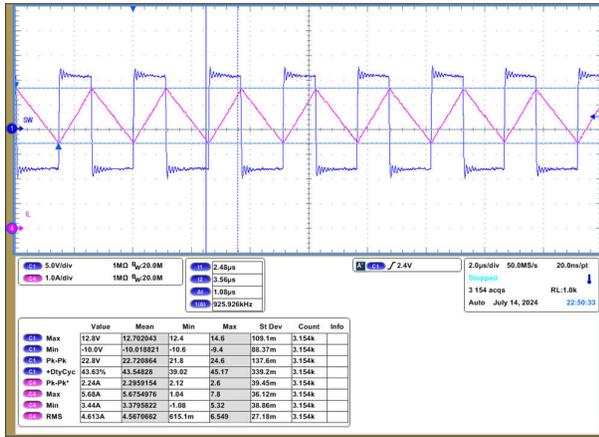


图 4-2.  $I_{OUT} = -2.7A$  时的 SW 和 IL 波形

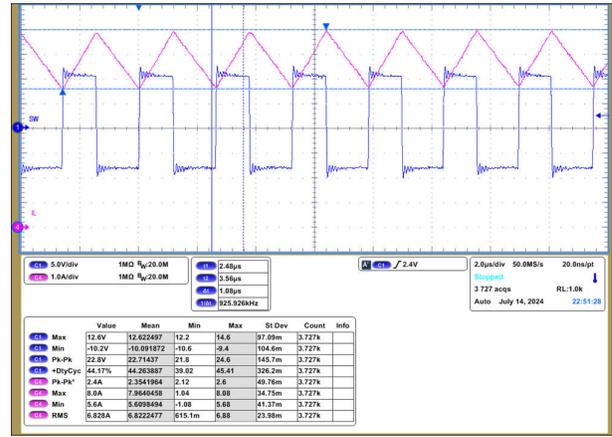


图 4-3.  $I_{OUT} = -4A$  时的 SW 和 IL 波形

要计算允许的最大电流， $I_{L(\text{valley})}$  需要小于 9.8A，如方程式 11 所示。因此，如方程式 12 所示计算出  $I_{OUT\_MAX}$  需要小于 5.9A。尽管  $I_{OUT\_MAX}$  可以增加至 5.9A，但德州仪器 (TI) 建议在此设计中不要使用高于 4A 的负载，因为较高的负载会导致 IC 温度显著上升。

$$I_{L(\text{Avg})} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{OUT\_MAX}}{(1-D)} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{OUT\_MAX}}{0.53} - 1.35A < 9.8A \quad (11)$$

$$I_{OUT\_MAX} < 5.9A \quad (12)$$

### 4.3 电容器选型

图 4-4 显示了如何在 IBB 转换器的输入和输出侧放置电容器。输入电容器  $C_{IN}$  用于为转换器提供低阻抗输入电压源。低等效串联电阻 (ESR) X5R 或 X7R 陶瓷电容器非常适合输入电压滤波，可最大限度减少对其他电路的干扰。如图 3-3 所示，PMP23333 在  $V_{IN}$  到地（系统地，而不是  $-V_{OUT}$ ）之间使用 3 个  $10\mu\text{F}$  陶瓷电容器（ $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ ）。请注意， $C_1$  仅用于验证。为了实现更好的输入电压滤波，可以无任何限制地增加  $C_{IN}$  电容器值。

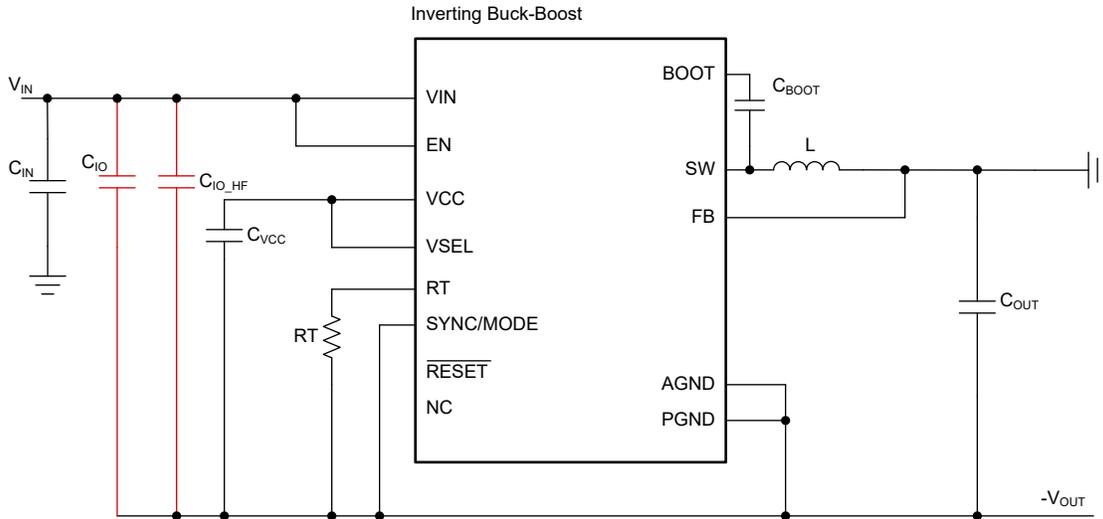


图 4-4. 采用额外电容器  $C_{IO}$ 、 $C_{IO\_HF}$  的反相降压/升压拓扑

对于 IBB 拓扑来说，放置新的旁路电容器  $C_{IO}$ 、 $C_{IO\_HF}$  非常重要，这样可以为内部栅极驱动器提供低阻抗源。可以在  $V_{IN}$  到  $-V_{OUT}$  之间连接  $C_{IO}$ 、 $C_{IO\_HF}$ 。因此，这些电容器必须根据  $V_{IN}$  和  $-V_{OUT}$  之间的电压差适当调整大小。可以根据降压转换器数据表中的输入电容建议来选择旁路电容  $C_{IO}$ 、 $C_{IO\_HF}$ 。这些旁路电容器可提供从  $V_{IN}$  到  $-V_{OUT}$  的交流路径。当  $V_{IN}$  施加到电路时，从  $V_{IN}$  到  $-V_{OUT}$  的电容器上的这个  $dV/dt$  会产生一个必须返回到地的电流（输入电源回路），才能完成循环。

PMP23333 使用  $2 \times 2.2\mu\text{F}$ 、 $2 \times 220\text{nF}$ （ $C_{12}$  至  $C_{15}$ ）作为输入旁路电容器。如图 4-5 至图 4-10 所示，安装旁路电容器可以减少输入和输出电压纹波并改善瞬态响应。如果没有旁路电容器，转换器就无法滤除 PMP2333 设计中约  $400\text{kHz}$  的开关噪声。此外，还会导致瞬态性能变差，从而影响系统。因此，安装正确的  $C_{IO}$ 、 $C_{IO\_HF}$  可以通过优化减小  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  的大小。

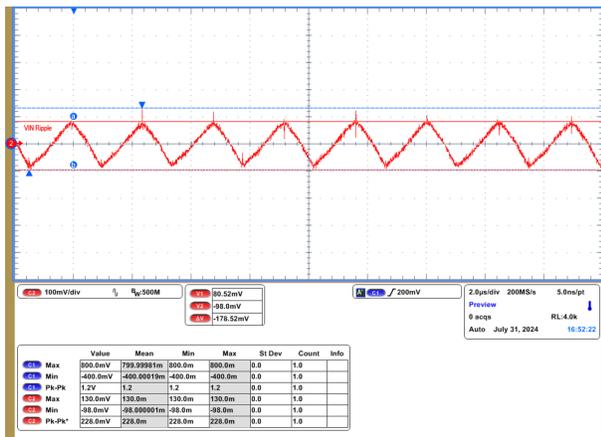


图 4-5. 具有  $C_{12}$  -  $C_{15}$  时的  $V_{IN}$  纹波波形

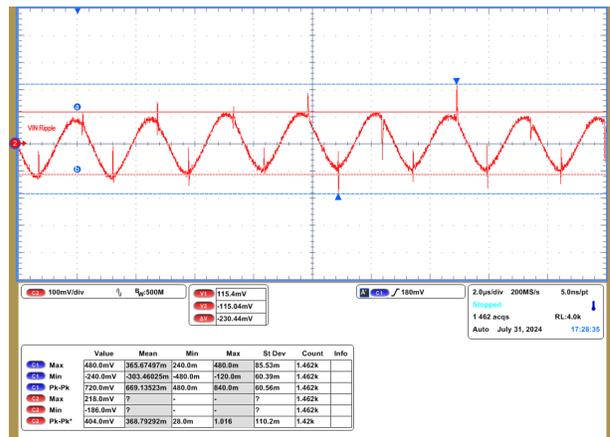


图 4-6. 没有  $C_{12}$  -  $C_{15}$  时的  $V_{IN}$  纹波波形

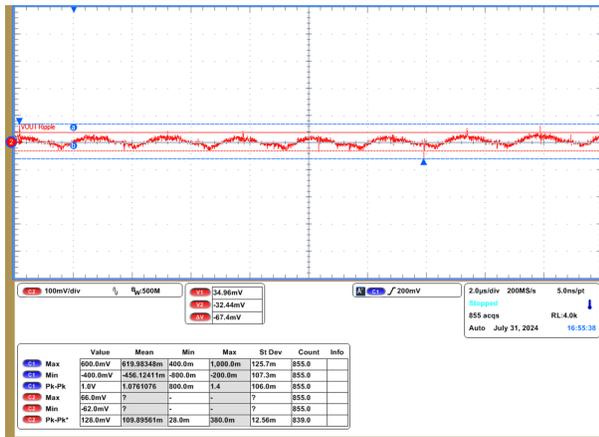


图 4-7. 具有 C12 - C15 时的  $V_{OUT}$  纹波波形

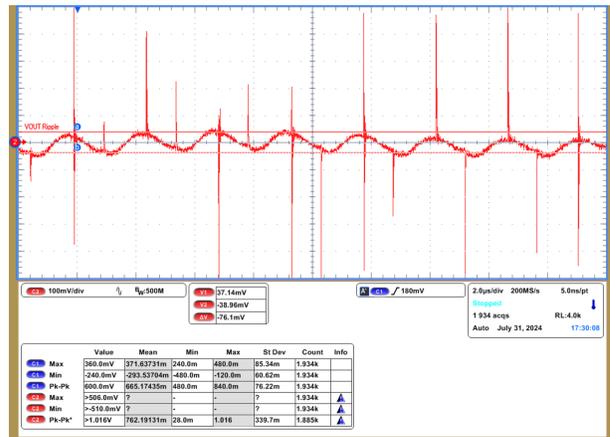


图 4-8. 没有 C12 - C15 时的  $V_{OUT}$  纹波波形

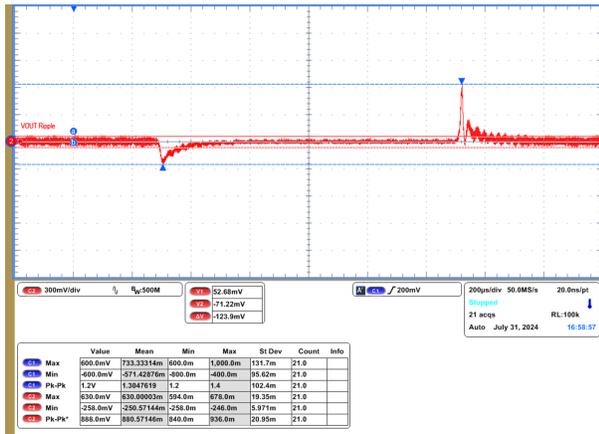


图 4-9. 具有 C12 - C15 时的  $V_{OUT}$  瞬态波形 (0A 至 2.7A)

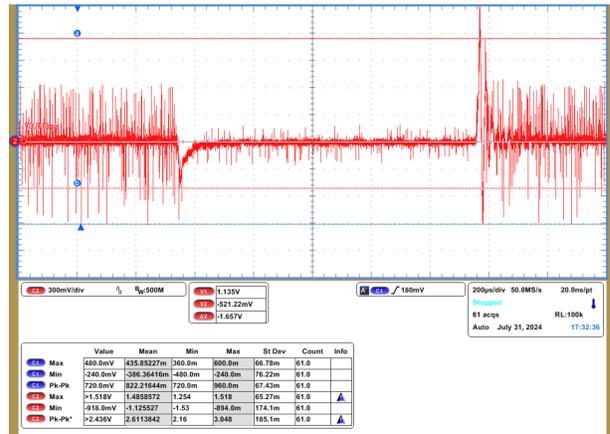


图 4-10. 没有 C12 - C15 时的  $V_{OUT}$  瞬态波形 (0A 至 2.7A)

在 IBB 转换器中，输出电流是不连续的。当电感器中储存的能量增加时，输出电容器在导通期间为负载供应能量。在关断期间，电感器向负载和输出电容器输送能量。输出电容也可以遵循降压转换器数据表中的建议。PMP2333 使用  $5 \times 22\mu\text{F}$ 。输出电容可以根据输出纹波和瞬态要求增加或减少。

#### 4.4 效率和散热注意事项

如前几节所述，由于电压和电流应力较大，IBB 转换器的功率损耗可能大于标准降压转换器的功率损耗。这意味着在相似条件下，IBB 的效率可能低于降压转换器的效率。在设计和测试 IBB 之前估算效率并不容易。因此，最好的方案是在选择降压转换器时采用保守的方法来计算最大工作电流。

与标准降压转换器相比，功耗增加也会导致裸片温度升高。每个稳压器都有一个不能超过的最高额定裸片温度。由于 IBB 的损耗比等效降压转换器的损耗更高，因此，需要消除额外的热量，否则裸片温度可能会变得过高。这意味着该应用的总  $\theta_{JA}$  可能必须降低。

如 LM61495 数据表中所述，允许的最高 IC 结温为  $150^{\circ}\text{C}$ 。要计算不同条件下的 IC 温度，请将 LM61495 器件的功率损耗乘以 PMP23333 PCB 的  $\theta_{JA}$ ，然后将该值与环境温度相加。由于 PMP23333 没有指定 PCB 的  $\theta_{JA}$ ，因此我们可以通过检查实际效率和热结果来估算  $\theta_{JA}$ 。图 4-11 和图 4-12 展示了  $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{OUT} = -8\text{V}$  时  $-2.7\text{A}$ 、 $-4\text{A}$  条件下的热结果。尽管可以如节 4.2 中所述使用更高负载，但德州仪器 (TI) 建议不要在 PMP23333 设计中将负载增加到超过  $-4\text{A}$ ，因为 IC 温度可能会变得过高。

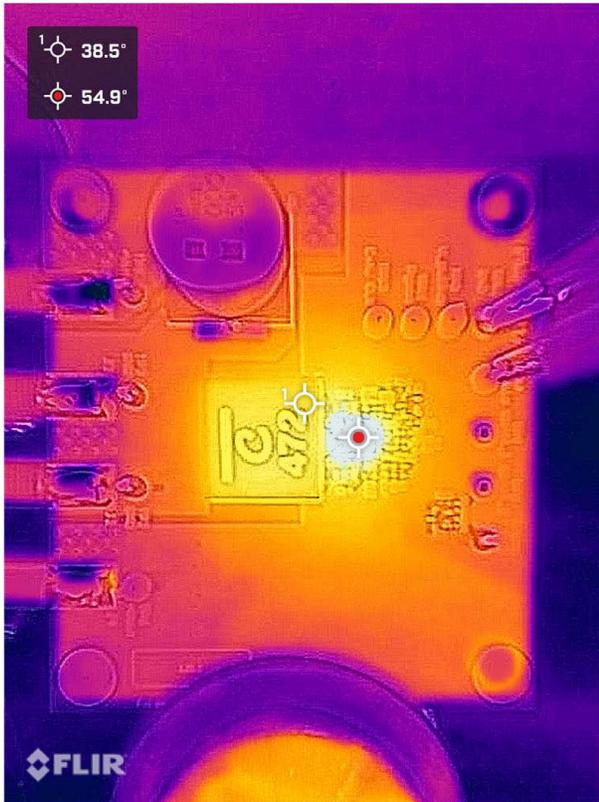


图 4-11.  $I_{OUT} = -2.7\text{A}$  时的热结果

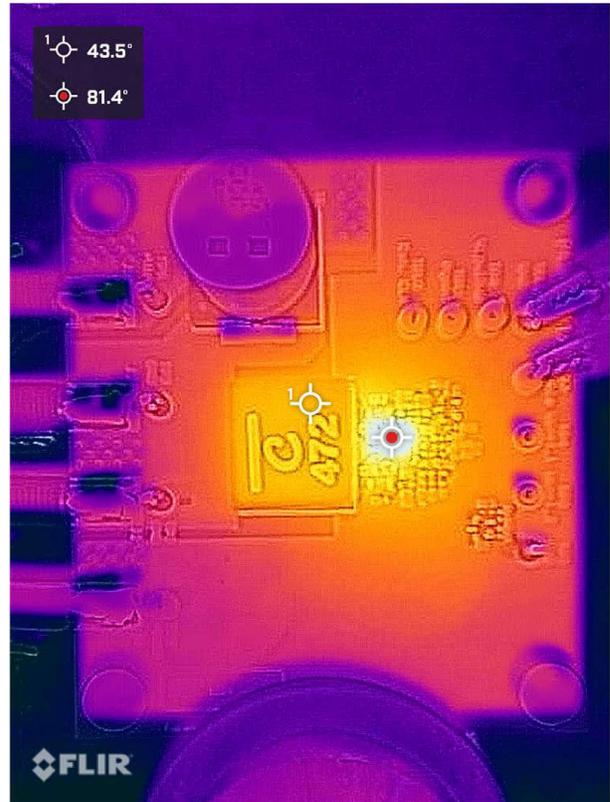


图 4-12.  $I_{OUT} = -4\text{A}$  时的热结果

#### 4.5 可选使能 (EN) 电平转换器

降压转换器 IC 的接地现在以负输出电压为基准，因此如果要在使能引脚上使用控制信号，则需要使用电平转换器。图 4-13 中的示例电路可用于对传入的使能信号进行电平转换。虽然此电路需要两个晶体管，但电路没有迟滞，并且不需要来自控制信号的电流。如果使能引脚的额定电压未达到整个输入电压范围，必须使用齐纳二极管将使能引脚钳制在最大电压以下。即使没有控制信号，也需要正确配置使能引脚，可以参考降压转换器数据表了解 EN 引脚的正确连接方法。

使能信号被拉低时，NMOS 开关将被关闭，将 PMOS 的栅极拉至 VIN。然后 PMOS 将关闭，将使能引脚拉至高电平阈值以下。当使能信号被拉高时，NMOS 开关将打开，将 PMOS 的栅极拉低。然后 PMOS 会打开，将使能引脚从 VIN 拉至高于高电平阈值。

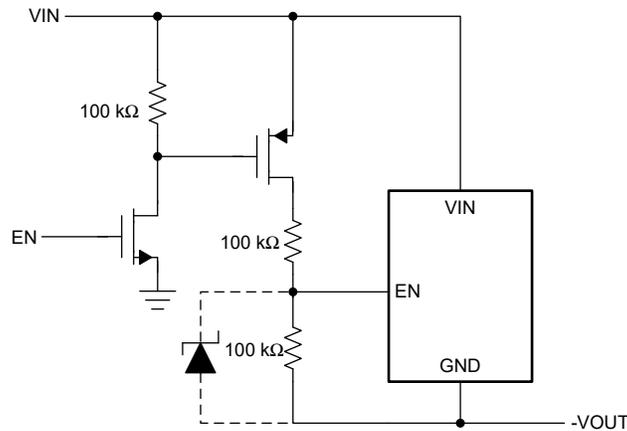


图 4-13. EN 引脚电平转换器

## 5 总结

鉴于在 OLED 面板中为 ELVSS 电源轨使用负输出电压的发展趋势，反相降压/升压 (IBB) 拓扑在使用 OLED 面板的显示器和电视等应用中变得更加普遍。本应用手册介绍了使用标准降压转换器实现 IBB 拓扑时的主要设计注意事项。本应用手册使用 TI 参考设计 [PMP23333 适用于通信设备的同步反相降压/升压转换器参考设计](#)，其中采用了 LM61495。LM61495 可以在 3V 至 36V 的宽输入电压范围内运行，具有高达 42V 的瞬态容差，可以为设计人员提供适当的设计灵活性，因此非常适合用于 IBB 设计。设计人员可以参考本应用手册来开始设计 IBB 转换器。本应用手册不仅限于 OLED 面板应用，还适用于电信应用或其他需要负输出电压的应用。

## 6 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[使用反相降压/升压转换器](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[LM63615-Q1 的反相降压/升压应用](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[LM62460、LM61480 和 LM61495 针对功率密度和低 EMI 进行优化的引脚兼容型 6A/8A/10A 降压转换器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI)，[适用于通信设备的同步反相降压/升压转换器参考设计](#) 设计指南。

## 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