

## 利用 PRM 和 VTM 为 LED 供电提供恒定电流

作者：产品应用工程师 Joe Aguilar

目录:	页	简介
简介	1	发光二极管 (LED) 正常工作时需要恒定电流。V-I 晶片预稳压模块 (PRM) 和电压转换模块 (VTM) 的设计, 可以利用组成自适应稳压的方法来提供受控电压。(详细信息请参阅 <a href="http://www.vicor-china.com/fpa101/fpa101.pdf">www.vicor-china.com/fpa101/fpa101.pdf</a> )。使用 PRM 和 VTM 为发光二极管供电, 需要调节 PRM 的操作型式, 以提供稳定的电流。本应用笔记提供了使用 PRM 和 VTM 实现恒流源的指导。
技术背景:	2	
自适应稳压		
电流控制电路	4	
概述	4	
V-I 晶片选择 (PRM,VTM)	5	
电流检测子电路	6	
差模和误差放大器的选择 (U2)	6	
分流电阻(R1)的选择	6	
差模放大器增益(R2 至 R5)	6	
电压基准( U1 )	7	
限压子电路	9	
补偿元件 (R6, C2)	11	
电压源( VH )	12	
电流稳压电路的启动顺序	13	
电流稳压精度	16	
布局考虑	17	
结论	18	
附录 A- 设计实例	18	

相比于传统方法, 使用 PRM 和 VTM 提供恒流有若干优点。在系统中采用 VTM 可以倍升负载点电流。通过如下等式可以看出, VTM 的输出电流正比于输入电流:

$$I_{OUT} = \frac{I_{IN}}{K}$$

等式 1

因此在受控电流应用中, 可以通过检测和调节 VTM 的输入电流来控制输出电流。检测较小的电流需要较小的传感器, 其功耗较低且能够提高总体效率。同时 V-I 晶片自身的效率和功率密度很高, 使得 LED 二极管系统整体体积更小, 温升更低, 并能最大限度地提高每瓦功耗的流明。整体系统结构如图 1 所示。

附录 A 利用本应用笔记概述的技术, 举出一套完整的设计实例。

有些发光二极管需要脉冲电流才能正常工作。由于本应用笔记所建议的电路配置的带宽限制, 有关脉冲电流的运行将在未来的应用笔记中描述。大多数已知的 LED 类型都能用一组 PRM 和 VTM 晶片来驱动。有关并联 PRM 和 VTM 来提供调节电流的应用, 在这篇应用笔记中没有讨论。

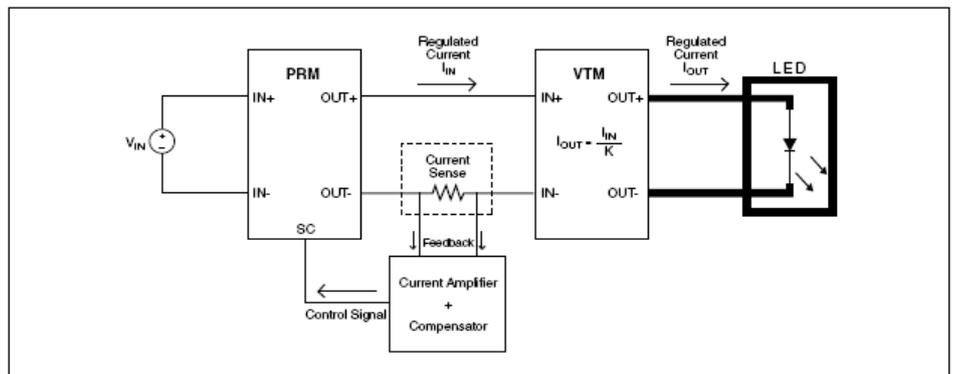


图 1  
可调节电流源  
的基本结构

技术背景：自适环调节

阅读本应用笔记需要对 VI 晶片和分比式功率架构(FPA)，包括自适环调节知识有基本的了解。如欲了解更多信息，请参考如下连接 ([www.vicorpower.com/fpa101/fpa101.pdf](http://www.vicorpower.com/fpa101/fpa101.pdf))。

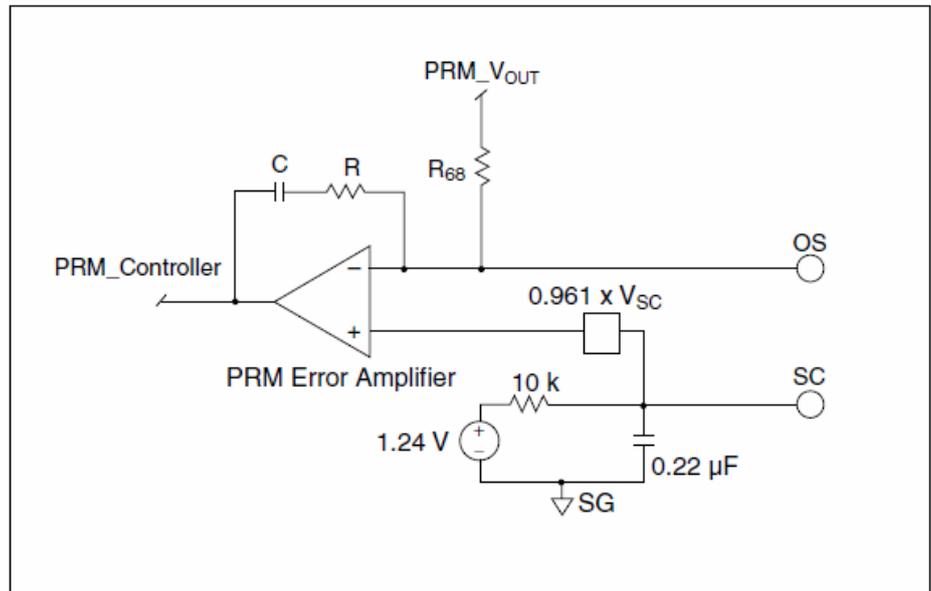
在开始设计之前，用户需要定义系统设计需求。这些需求应包括：输出电流设定值、输出电压范围和电流调节精度。在大多数情况下，有关的 LED 或 LED 阵列的数据表会界定各项要求，以规范用户恰当的使用其产品。应充分了解 LED 的 V-I 特性，确保电路能够提供足够的电流，并且电流是在 PRM 和 VTM 的电压范围内。

PRM 预配了内部电压环，以将 PRM 的输出电压调节到设定值。

应充分理解 PRM 的内部工作原理，因为外部恒流电路设计，需与内部电压控制环一起工作，并通过改变 PRM 电压参考值来调节 VTM 输出电流。

图 2 所示为 PRM 内部电压控制环的简化框图。

图 2  
PRM 内部误差放大器的功能框图



内部产生的参考电压通过 10K 电阻和 0.22µF 电容接到 PRM 的 SC 端口，用于提供软启动。调节 SC 端口的电压，可以透过由增加的外部电阻或施加的外部电压来进行。SC 端口的电压不应超过直流 6V。

SC 电压经缓冲并通过一个电阻分压网络馈入到误差放大器，其增益为 0.961。 $R_{68}$  形成电压采样阻性分压网络的上半部分。对于每一个 PRM 型号来说，这个电阻都是固定的。每一个 PRM 型号对应的  $R_{68}$  阻值，参考表 1。分压网络的下半部分由 OS 引脚和 SG ( $R_{OS}$ ) 之间增加的电阻构成。等式 2 定义了 PRM 的输出与  $V_{SC}$  和  $R_{OS}$  的函数关系。从等式 2 可以看出：在给定的  $R_{OS}$  电阻，调节 SC 引脚的电压可以确定 PRM 的输出电压。这是一种由外部电流控制电路控制输出的方法。

等式 2

$$PRM\_V_{OUT} = \frac{0.961 \times V_{SC} \times (R_{68} + R_{OS})}{R_{OS}}$$

其中： $V_{SC}$  是 PRM 的 SC 引脚电压。

$R_{OS}$  是 PRM 中 OS 与 SG 间的电阻

$R_{68}$  是表 1 指定的 PRM 内部电阻

表 1  
PRM 内部  
 $R_{68}$  电阻的取值

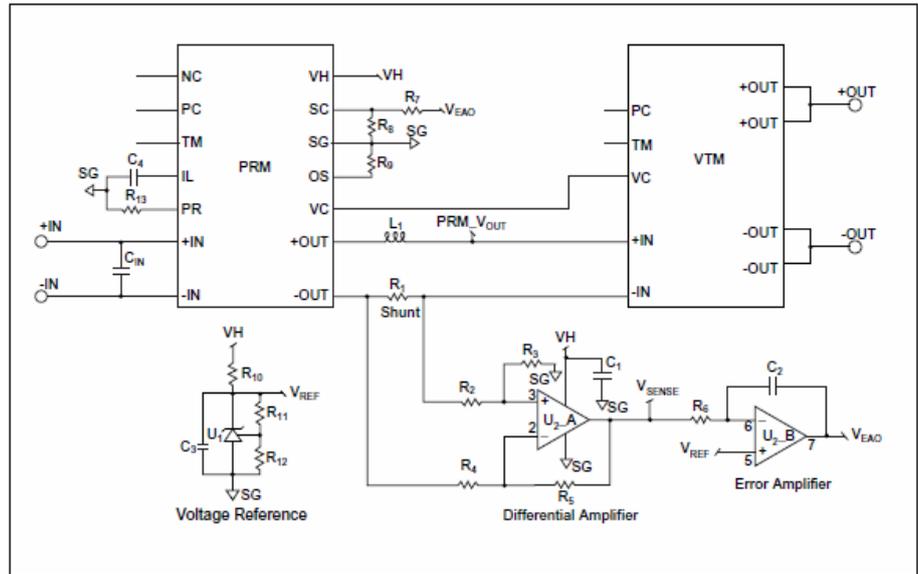
PRM	$V_{IN}$	$P_{OUT}$	$R_{68}$
P048-048-24AL	36 – 75 V	240 W	93.1 k
P048-048-12AL		120 W	
P048-048-12AL	38 – 55 V	320 W	
P045-048-17AL		170 W	
P024-048-12AL	18 – 36 V	120 W	
P036-048-12AL	18 – 60 V	120 W	
MP028F036M12AL	16 – 50 V	120 W	69.8 k

电流控制电路

概述

推荐的电流控制电路如图 3 所示。

图 3  
恒流电路



因为 VTM 是一个电流倍增器，所以其输出电流可以被输入电流所调节。这种方法的优点是：电流在先于 VTM 电流倍增级前在较高电压侧即被采样，这样减少了外部分流器上的  $I^2R$  功耗。此外，控制电路在初级端(PRM)，无需隔离反馈信号。

这个电路由基准电压、分流电阻、差模放大器以及误差放大器组成。通过一个配置为差模放大器的运算放大器，在 PRM 输出侧进行低电流侧采样。分流电阻 R1 两端的电压被采样，并以由电阻 R2~R5 确定的增益来放大。参考电压使用一个精密可调并联参考源来产生，并连接到误差放大器同相端。误差放大器就是将这个电压与差模放大器的输出 ( $V_{SENSE}$ ) 进行比较。误差放大器的输出( $V_{EAO}$ )通过电阻  $R_7$  和  $R_8$  与 SC 引脚相连，籍此调整 PRM 的输出工作点。误差放大器会一直调节 PRM 的输出电压，直至  $V_{SENSE}$  的电压与参考电压  $V_{REF}$  相等。

推荐电路的元件清单如表 2 所示。

表 2  
推出推荐值

元件编号	参数/元件型号	制造商	描述	链接
R <sub>1</sub>	CSM25120R010BXX	Vishay	电流检测电阻 10 mΩ, 1 W, 0.1%, 2512	<a href="#">CSM2512</a>
R <sub>2</sub> R <sub>4</sub>	1 k		电阻, 0.1% 1k	
R <sub>3</sub> R <sub>5</sub>	100 k		电阻, 0.1%, 100 k	
R <sub>6</sub>	16.2 k		电阻, 1%, 16.2 k	
R <sub>7</sub>	2.15 k		电阻, 1%, 2.15 k	
R <sub>8</sub>	1.24 k		电阻, 1%, 1.24 k	
R <sub>9</sub> *	4.99 k*		电阻, 1%, 4.99 k*	
R <sub>10</sub>	按规格决定		由参考电压决定	
R <sub>11</sub>	按规格决定		由参考电压决定	
R <sub>12</sub>	按规格决定		由参考电压决定	
R <sub>13</sub>	10 k		电阻, 1%, 10 k	
C <sub>1</sub>	0.01 μF		陶瓷电容, 0.01 μF	
C <sub>2</sub>	0.1 μF		电容, 0.1 μF	
C <sub>3</sub>	按规格决定		由参考启动条件决定	
C <sub>4</sub>	0.01 μF		陶瓷电容, 0.01 μF	
U <sub>1</sub>	TLV431B	TI	3端, 可调, 精密并联稳压器	<a href="#">TLV431B</a>
U <sub>2</sub>	AD8667	Analog Devices	低噪声, 精密16V 双路运放	<a href="#">AD8667</a>

注: 如果使用 MP028F036M12AL, 则 R9 值为 4.19K。

下面各项, 阐述如何选择适当元件, 组成简单, 直接, 具成本效益, 且使用元件数量最少的方案的一般准则。因为实现本电路的方法有多种, 因此针对不同的应用, 推荐的配置不一定是理想的。本应用笔记已提供充足的详细信息, 用户可以通过修改电路来配合他们的最终应用。

某些电路问题, 比如启动时序, 是难以预测的, 因此必须针对每一应用进行测试和调整。用户可自行决定是否进行必要的系统测试和故障诊断, 以考核电路在最终应用中的表现。

### V·I 晶片选择 (PRM, VTM)

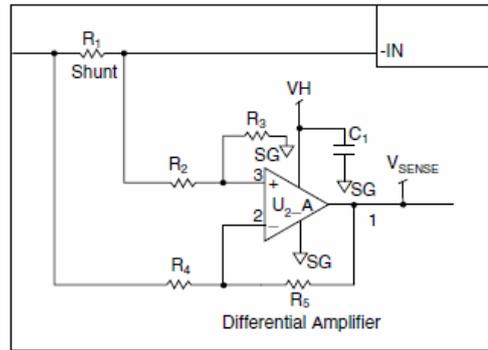
应以输入电压和功率等级来选择 PRM; 并以合适的 VTM 来配合不同的负载电压需求。选择 VTM 时必须了解以下参数:

1. 最大输出电流
2. 最小和最大输出工作电压

参考网站 ([www.vicor-china.com/technical\\_library/datasheets/chips/](http://www.vicor-china.com/technical_library/datasheets/chips/)), 以确定是否有合适的 VTM 可以在负载规定的电压范围内提供所需电流。然后再参考特定产品规格书, 获取操作及性能方面的信息。

电流检测子电路

图 4  
电流检测元件



虽然还有其它的技术，但推荐的电流检测方式是用差模放大器在低端进行采样的方法。

差模和误差放大器的选择 (U2)

为了减少元件的数量，建议使用双路运算放大器作为差模和误差放大器。由于系统的总体带宽受限，因此选择放大器应该尽量提高电流检测的精度。输入失调电压和输入失调电流是直接影响准确性的关键参数，这些参数应尽可能的低以减少电流检测误差。在选择电源电压时仍需要考虑放大器自身消耗的电流。

推荐的放大器是 ADI 公司的 [AD8667](#)。

AD8667 的主要参数见表 3。如欲获得更多信息，请参考生产商数据表。

表 3  
AD8667 的参数

参数	标记	数值	单位	条件
最大失调电压	Vos	450	mV	-40<TAMB<125
最大失调电流	Ios	65	pA	-40<TAMB<125
最大偏置电流	Ib	105	pA	-40<TAMB<125
每路放大器最大供电电流	I <sub>SY</sub>	325	μ A	-40<TAMB<125

分流 (电流检测) 电阻 (R1) 的选择

跟误差放大器一样，分流电阻对电流检测精度有极大的影响。如果分流电阻的预计误差是 5%，则分流电压的误差也是 5%，将会导致等效电流检测的误差也是 5%。因此，在电流源的误差范围内选择分流电阻至关重要。分流电压应该大于误差放大器的输入失调电压以避免扩大误差度。此外，分流器会产生额外的功率损耗，因此，应保持在最低值以降低功耗。推荐的分流器是 Vishay 公司的 CSM25120R010B，这是一个 10mΩ，0.1%精度，1W，2512 金属箔的四端电阻，带用于电压检测的开尔文 (Kelvin) 测试点。5A 电流下，这个器件的功耗大约是 250mW。

**差模放大器增益 (R2 至 R5)**

对于给定的分流值，差模放大器的增益将决定达到预期的输出电流所必需的参考电压。假设 R<sub>2</sub> 等于 R<sub>4</sub>，R<sub>3</sub> 等于 R<sub>5</sub>，该差模放大器的输出由等式 3 定义。

等式 3

$$V_{SENSE} = V_{SHUNT} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

其中：V<sub>SENSE</sub> 是差模放大器的输出。

V<sub>SHUNT</sub> 是分流器 (R<sub>1</sub>) 两端的电压

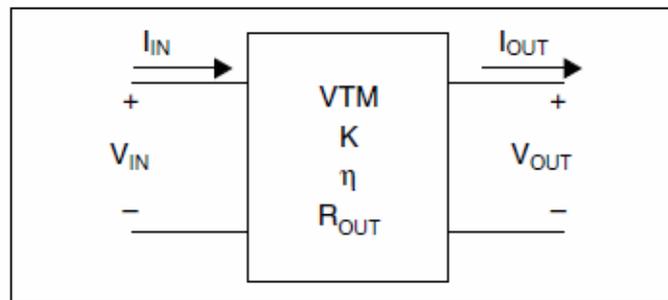
推荐的阻值使增益为 100，这样，当使用 10 mΩ 分流电阻时，每 1A 的 PRM 电流，差模放大器的输出为 1V。

**电压基准 (U1)**

VTM 有以下的输入/输出特性，如图 5 所述

- 1)  $P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN}$ .
- 2)  $P_{OUT} = V_{OUT} \cdot I_{OUT}$ .
- 3)  $V_{OUT} = V_{IN} \cdot K - I_{OUT} \cdot R_{OUT}$ .
- 4)  $P_{OUT} = P_{IN} \cdot \eta$ .

图 5  
VTM 工作原理



根据上述关系，给定输出电流，输出电压，VTM 效率和 VTM 输出电阻时，可以解出等式 4，得出必要的 VTM 输入电流。这一点很重要，因为 PRM 电流控制电路控制 VTM 输入电流。

等式 4

$$VTM\_I_{IN} = PRM\_I_{OUT} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot K}{\eta \cdot (V_{OUT} + I_{OUT} \cdot R_{OUT})}$$

- 其中：I<sub>OUT</sub> 是 VTM 的预期输出电流
- V<sub>OUT</sub> 是 VTM 的标称输出电压
- η 是给定输出下 VTM 的标称效率
- R<sub>OUT</sub> 是 VTM 的标称输出电阻
- K 是 VTM 的转换比

根据电流检测元件选型，所需要的参考电压由等式 5 确定。

等式 5 
$$V_{REF} = PRM\_I_{OUT} \cdot R_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

其中：V<sub>REF</sub> 是参考电压。

PRM\_I<sub>OUT</sub> 是由等式 4 得出的所需 PRM 电流。

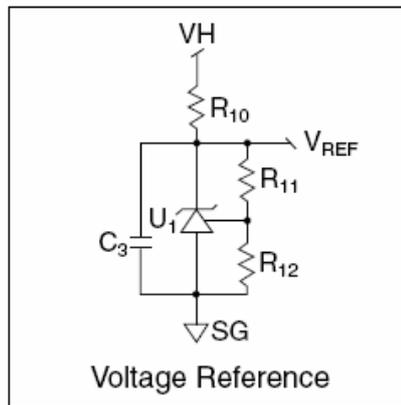
R<sub>1</sub> 是分流电阻。

R<sub>3</sub> 和 R<sub>2</sub> 是差模放大器的增益电阻。

从表 2 的给出的值， $R_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right) = 1$ ，因此 V<sub>REF</sub> = PRM\_I<sub>OUT</sub>

有多种途径可产生参考电压。其中一个比较简便的方法就是用一个可调并联稳压器，例如 TLV431B。

图 6  
电压参考元件



在选择 R<sub>10</sub> 和 C<sub>3</sub> 的时候，参考生产商的推荐值以确保稳定性。务必谨记这些元件也会影响启动时序 (参见后面章节中相关描述)。电阻 R<sub>11</sub> 和 R<sub>12</sub> 用来调节输出。这些电阻的容差将直接影响精确度，因此应该使用高精度电阻。器件供电电流应该保持在 1mA 以下，这样推荐配置的供电电流就可以保持在 VH 的 5mA 限制之内。

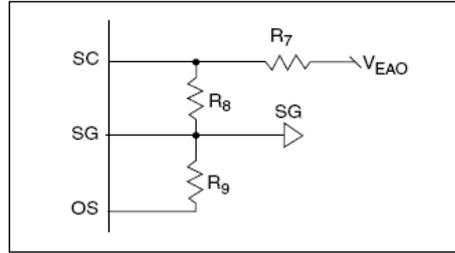
这种方法假定：基于给定的分流器及差模放大器增益时，通过调节参考电压以获得正确的输出电流。另一种替代方法是参考电压不变，通过调节增益来获得期望的输出电流。

在这种情况下，变换等式 5，在给定参考电压、PRM 输出电流和分流器情况下，计算出差模放大器的增益。

等式 6 
$$\left(\frac{R_3}{R_2}\right) = \frac{V_{REF}}{PRM\_I_{OUT} \cdot R_1}$$

限压子电路

图 7  
电压限制部分



当误差信号放大器达到最大值时,要求电阻  $R_7$  和  $R_8$  限制 SC 上的最大电压。在这种状况下,选择电阻  $R_9$  来限制 PRM 输出的最大电压。SC 的内部电容 ( $0.22\mu F$ ) 与  $R_7$ 、 $R_8$  及内部  $10k\Omega$  三个电阻并联后的等效电阻形成一个极点。

等式 7

$$R_{EQ} = \frac{1}{\frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{10\text{ k}\Omega}}$$

等式 8

$$F_{POLE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{EQ} \cdot (0.22\ \mu F)}$$

如后续章节所述,这个极点会限制误差信号放大器的带宽。减少  $R_7$  和  $R_8$  的阻值可以增大  $F_{POLE}$ ,然而,这也会增加驱动 SC 所需的电流。当使用 VH 供电源的时候,  $F_{POLE}$  应该限制在最大 1 kHz。

为了选择合适的元件,应该定义如下参数:

- 1) 误差放大器饱和时的最大输出电压:  $V_{EAO(MAX)}$
- 2) 误差放大器饱和时的最大 SC 电压:  $V_{SC(MAX)}$
- 3) 最大 PRM 输出电压:  $PRM\_V_{OUT(MAX)}$
- 4) SC 的极点频率:  $F_{POLE}$

$V_{SC(MAX)}$ 的推荐值是 3V。PRM SC 端口的最大绝对电压为 6V,应避免达到此值,以防内部元件受损。 $R_7$  和  $R_8$  的值可通过等式 9, 10, 按  $V_{SC(MAX)}$ 、 $V_{EAO(MAX)}$ 和  $F_{POLE}$  来计算出来。

等式 9

$$R_7 = \frac{10\text{ k}\Omega \cdot V_{EAO(MAX)}}{10\text{ k}\Omega \cdot V_{SC(MAX)} \cdot 2\pi \cdot F_{POLE} \cdot 0.22\ \mu F - 1.24\text{ V}}$$

等式 10 
$$R_8 = \frac{10\text{ k}\Omega \cdot R_7 \cdot V_{SC(\text{MAX})}}{10\text{ k}\Omega \cdot V_{EAO(\text{MAX})} + 1.24\text{ V} \cdot R_7 - V_{SC(\text{MAX})} \cdot (10\text{ k}\Omega + R_7)}$$

其中：V<sub>EAO(MAX)</sub>是误差放大器的最大输出电压。

V<sub>SC(MAX)</sub>是 SC 端口的最大电压。

F<sub>POLE</sub> 是 SC 端口的极点频率（等式 7）

定义了 SC 端口的最大电压之后，便可选择 R<sub>9</sub> 来限制 PRM 的最大输出电压，定义如等式 11：

等式 11 
$$R_9 = \left( \frac{R_{68} \cdot V_{SC(\text{MAX})} \cdot 0.961}{PRM\_V_{OUT(\text{MAX})} - V_{SC(\text{MAX})} \cdot 0.961} \right)$$

所选择的元件，应能为 PRM 提供所需的输出电压，并且不会超出其最大额定值。用于选择这些元件的参数如表 4 所列。

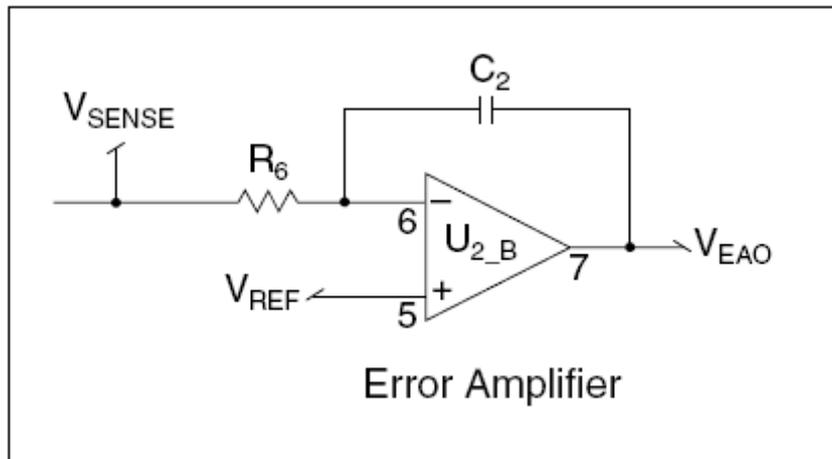
表四  
参数值图 8, 误差放大器部分

参数	值
V <sub>EAO(MAX)</sub>	8.6V
V <sub>SC(MAX)</sub>	3V
F <sub>POLE</sub>	1k
PRM_V <sub>OUT(MAX)</sub>	*56 V

MP028F036M12AL 最大值为 51V。

补偿元件 (R6, C2)

参数值图 8  
误差放大器部分

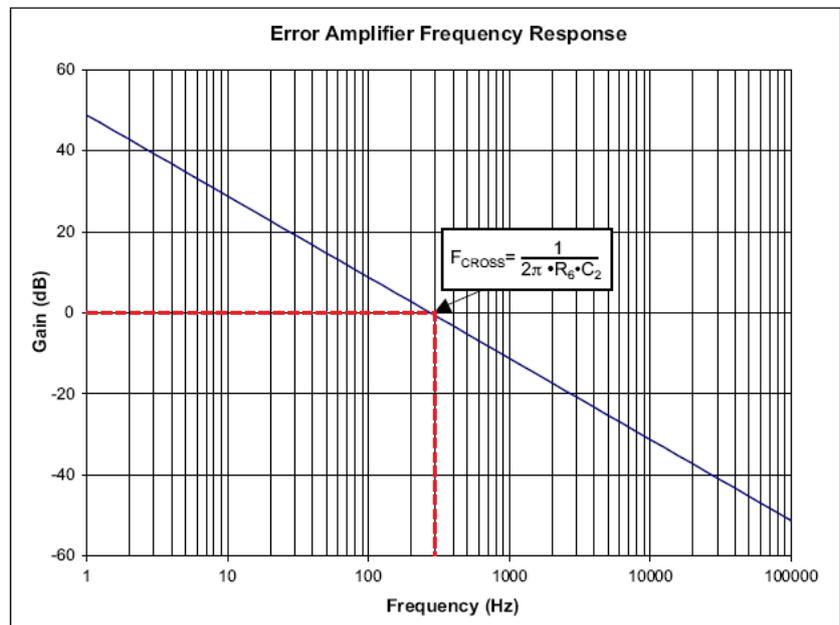


此电路补偿由一个单极点组成，其频率响应由等式 12 所描述，并显示在图 9 中。在对数坐标系下绘出幅频响应，可以看到从原点开始 (f=0Hz)，增益以-20dB/10 倍频的斜率下降。误差放大器的穿越频率 (F<sub>CROSS</sub>) 由 R<sub>6</sub> 和 C<sub>2</sub> 按照等式 13 来决定。

等式 12 
$$G(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{2\pi \cdot R_6 \cdot C_2 \cdot f}\right)$$

等式 13 
$$F_{CROSS} = \frac{1}{2\pi \cdot R_6 \cdot C_2}$$

图 9  
误差放大器  
的频率响应



为了保证稳定性，误差信号放大器的穿越频率 (F<sub>CROSS</sub>) 应限制在 SC 极点频率的  $\frac{1}{10}$  以下。

等式 14 
$$F_{CROSS} = \frac{F_{POLE}}{10}$$

变换等式 13，解出 R<sub>6</sub> 和 C<sub>2</sub> 的乘积来得到想要的穿越频率。推荐的穿越频率的近似值为 100Hz。

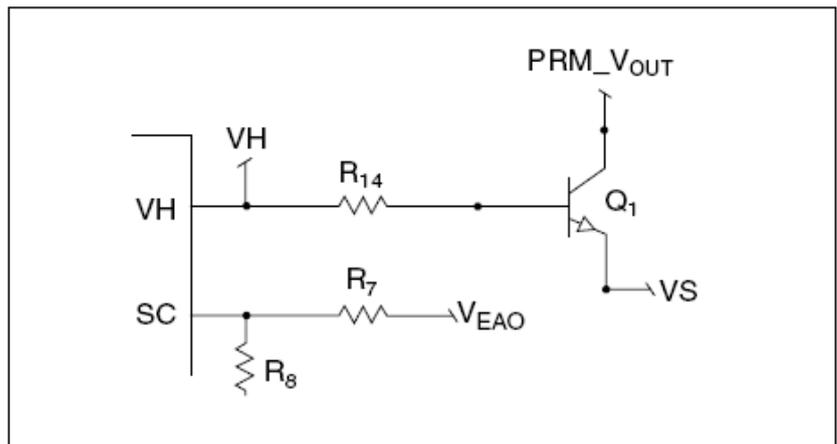
等式 15 
$$R_6 \cdot C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot F_{CROSS}}$$

## 电压源 (VH)

推荐的配置是以 VH 为参考基准, 为运算放大器供电。VH 是由 PRM 内部产生的 9V 辅助电压源。VH 的电流限制为 5mA, 最大电容限制为 0.1 $\mu$ F。如果修改了推荐的配置, 成应确定预期的最大负载电流, 确保不超过 5mA。

如有需要, 图 10 显示了一种增大 VH 输出电流的方法。

图 10  
增加 VH 电源的能力



电路增加了晶体管  $Q_1$  作为输出和电源轨 (VS) 之间的射极跟随器。R<sub>14</sub> 用来限制 VH 的最大吸取电流。因为大部分功率都是通过 PRM 的输出供电, 因此供电电流的大小只是受限於晶体管的热限。STMicro STN715 晶体管在 85°C 环境温度下, 可输出 18mA, 即 55V 的 PRM 输出电压。

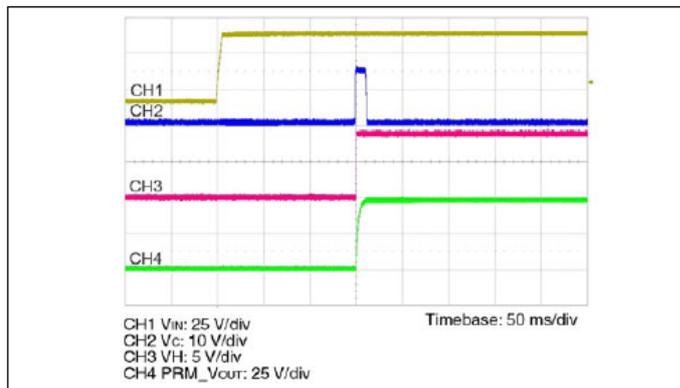
如果可用的外部电源是以初级端为参考的话, 那么也可以使用此外部电源。

另需要考虑额外的启动顺序, 参考后续部分所述。

电流调节电路的启动时序

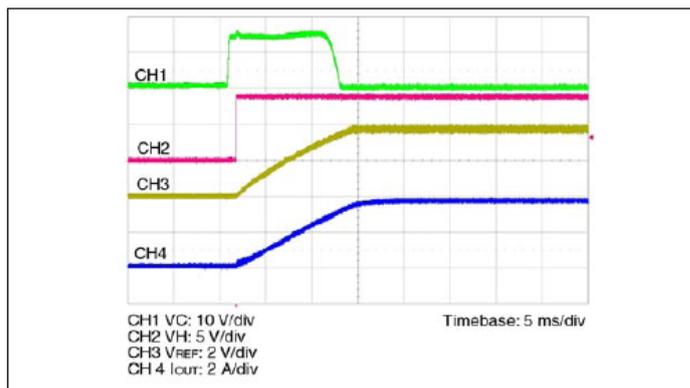
典型 PRM 的启动顺序如图 11 所示。从输入供电的施加可以看出，PRM 开始电压输出前，有一个延时。此时，产成了 VH 和 VC。VC 是一个近似 10ms 的脉冲，令 VTM 能够暂时工作低于 26V 最低输入电压的情况下工作。随着 VC 脉冲的施加，VTM 输出从 0V 开始跟踪输入，从而形成软启动。SC 电压直接控制 PRM 输出的上升斜率。通过 PC 引脚使能也会产生同样的启动时序，两者唯一的不同之处是延迟时间。

图 11  
施加 Vin 后  
PRM 的启动



恒流电路的启动时序不仅受控于  $V_{REF}$  的上升时间，也由参考电压的幅值和误差放大器补偿元件决定。补偿元件  $R_6$  和  $C_2$  限制了误差放大器输出的最大上升速度，导致两种启动时序条件。第一种情况如图 12 所述，参考电压的上升速度低于误差放大器的最大上升速度。在这种情况下，误差信号放大器的输出可以跟踪参考电压，结果是输出电流的上升与参考电压密切匹配。

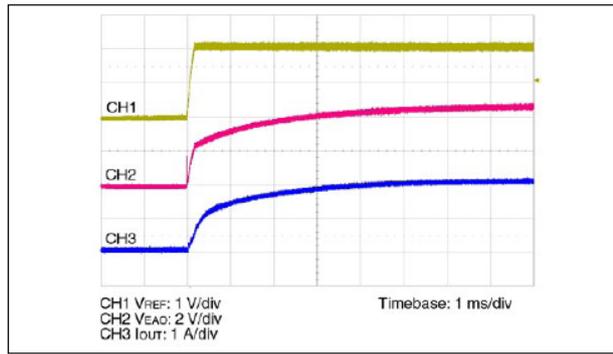
图 12  
恒流启动条件 1



第二种情

况是  $V_{REF}$  的上升速度超过了误差放大器的最大上升速度。在这种情况下，误差放大器的输出会改变其上升速度，以暂时强制流过  $C_2$  和  $R_6$  的电流，使引脚 5 和 6 的电压相等。如图 13 解释。在启动顺序中，当输出电流增加时，所需的斜率会下降直到输出电流的反馈能够满足误差放大器的需要。

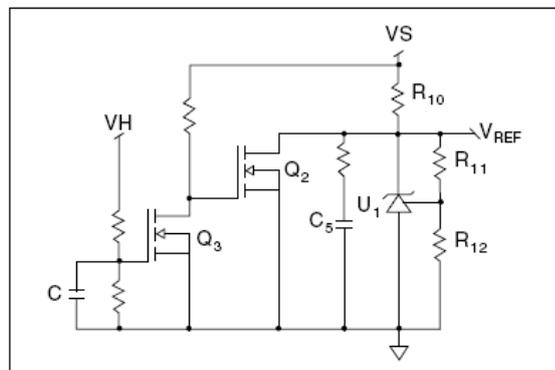
图 13  
恒流启动条件 2



这种情况下的启动时序取决于参考电压的幅值和负载的特征。较高的参考电压会有快速的上升时间，而较低的参考电压上升时间也较慢。为了确保适当的启动，VTM 输入电压必须在 VC 脉冲的 10ms 中达到 26V。如果电压过低，那么当 VC 电压下降时，VTM 就不能够保持它内部的 VCC，然后就会关闭。这就限制了最大上升时间，以及给定 C<sub>2</sub> 和 R<sub>6</sub> 下的最小参考电压。参考电压工作点过低会令输出上升时间慢于保证模块正常启动的最小 10ms 时间。这种情况下，使用者应该调节电流检测放大器的增益，以确保参考电压在所要求的输出电流下足够高，从而确保适当的启动。一旦开始操作，可以下调电流而不会引起故障。另一种解决方法是在较高的输出电流下启动，然后在此模块上电运行后再下调。

通过 VH 为电路供电时，没有 VH 电压之前，不会产生放大器的供电电压和参考电压。这个瞬间，PRM 能够响应控制信号。如果供电电源和参考电压先于这个时段出现，电路就不会有受控启动。误差放大器就无法将电流提升至恰当的值。这是个不理想的情况。一旦 PRM 使能，控制信号就会达最大值，迫使 PRM 在没有上升速度控制的情况下达到其最大电压。

电压参考的上升必须和 VH 信号同步，以确保 PRM 准备好响应控制信号之前，误差放大器的电压一直维持低位。图 14 是从图 6 修改外部供电电路后的示例。



\*VS 是外部电源

### 电流调节精度

由于电流控制是在 VTM 的输入达成，而 VTM 参数和负载电压的变化会使电流工作点发生变化，增加了设计的复杂性。对总体精度起作用的因素是：电流检测精度、参考精度、VTM 效率的变化、VTM 的  $R_{OUT}$  和  $V_{OUT}$ 。

电流检测精度是由与分流器电压相关的 AD8667 输入失调电压的幅值确定的。失调误差可以通过等式 16 得出近似值。

$$\text{等式 16} \quad \text{Offset \%Error} = \left( \frac{V_{\text{OFFSET}}}{V_{\text{SHUNT}}} \right) \cdot 100$$

其中：

$V_{\text{OFFSET}}$  是运算放大器的规定失调电压

$V_{\text{SHUNT}}$  是在工作电流下分流器上的电压

因为分流器电压是负载的函数，所以偏置误差随负载电流而变，并在轻载时更差。如果最大电流持续在低水平，就需要考虑增大分流器阻值来提高精度。

影响精度的其它因素还有负载电压、VTM 的  $R_{OUT}$  和 VTM 效率的变化。当使用数据表中给出效率值时，预期的变化为  $\pm 1\%$ 。这个百分比误差影响总体精度。

$R_{OUT}$  和  $V_{OUT}$  变化的影响取决于标称工作条件，并可通过等式 17 和 18 进行估算：

$$\text{等式 17} \quad \text{Voltage \%Error} = \frac{V\%}{\left( 1 - \frac{K \cdot V_{\text{OUT}} \cdot (1 + V\%)}{I_{\text{IN}} \cdot R_{\text{OUT}} \cdot \eta} \right)} \cdot 100$$

$$\text{等式 18} \quad \text{R}_{\text{OUT}} \text{ \%Error} = \frac{R\%}{\left( \frac{K \cdot V_{\text{OUT}}}{I_{\text{IN}} \cdot R_{\text{OUT}} \cdot \eta} - (1 + R\%) \right)} \cdot 100$$

其中： $I_{\text{IN}}$  是 VTM 输入电流

$V_{\text{OUT}}$  是负载设备的标称输出电压

$V\%$  是负载电压的百分比变化

$R_{\text{OUT}}$  是 VTM 的标称输出电阻

$R\%$  是  $R_{\text{OUT}}$  的百分比变化（根据数据表）

$K$  是 VTM 输出输入比

$\eta$  是标称效率（根据数据表）

表 5  
电流源误差

表 5 总结了影响总体误差因素。

误差源	误差 (%)	备注
分流器容差	±0.1	0.1%容差的分流器
差模放大器失调	$Offset\_ \%Error = \left( \frac{V_{OFFSET}}{V_{SHUNT}} \right) \cdot 100$	取决于负载
差模放大器增益	±0.2	0.1%容差的电阻
TLV431B 参考源	±0.5	
TLV431 分压器	±0.2	0.1%容差的电阻
VTM 效率	±1	
VTM 的 R <sub>OUT</sub>	$R_{OUT} \_ \%Error = \frac{R\%}{\left( \frac{K \cdot V_{OUT}}{I_{IN} \cdot R_{OUT} \cdot \eta} - (1 + R\%) \right)} \cdot 100$	等式 18
V <sub>OUT</sub>	$Voltage \_ \%Error = \frac{V\%}{\left( 1 - \frac{K \cdot V_{OUT} \cdot (1 + V\%)}{I_{IN} \cdot R_{OUT} \cdot \eta} \right)} \cdot 100$	等式 17

如果整体精度不可接受，可以将电流检测放到 VTM 的输出。因为 VTM 是一个隔离器件，这就需要一个光耦将反馈信号反馈到初级端。这种设计已超出了本文的范围。如有需要，可联系 Vicor 的应用工程师。

### 布局考虑

应用笔记 AN:005 详述了使用 V·I 晶片元件时的电路板布局。此外，必须额外的考虑外部电流控制电路元件。

分流器上的电压为毫伏量级，对噪声高度敏感。因此，电流检测电路应靠近分流器放置，避免对此信号进行任何长距离布线。推荐采用 4 端开尔文 (Kelvin) 接触的分流器来获得最好效果，以消除 PCB 上分流器到载流连接之间的焊接电阻，及因而引起的误差。

应该屏蔽敏感电路至 PRM 间的控制信号。如有可能，应避免直接在 PRM 下方对此信号布线。直接和 PRM 连接的元件应放置在靠近各自的引脚的位置。所有元件应以 SG 为参考，这也是很重要，并且不允许 SG 连接到系统中其它的地，包括 PRM 的-IN 和-OUT。确保电路中没有旁路路径造成分流电阻器的有效短路。

### 结论

借助本文讨论的电路和方法，工程师可以使用高功率密度和高效率的 V·I 晶片为 LED 和其它需要调节电流的负载进行供电。附录 A 展示了使用恒流 LED 驱动器演示板的完整设计示例。

如需更多帮助、电路、原理图、或者电路板布局评审，请联系 Vicor 的应用工程师。

电话: +852 2956 1782

客户服务: vicorhk@vicorpower.com

技术支持: hkapps@vicorpower.com

附录 A – 设计实例

应用需求是：8 个 1 A 的光电 LED 并联放置以获取适当的光亮强度。所需的电流控制精度为±5%。LED 串的正向电压范围是 20 V 至 30 V，标称值为 25V。输入电压为 48V±10%。最高环境温度为 50°C。

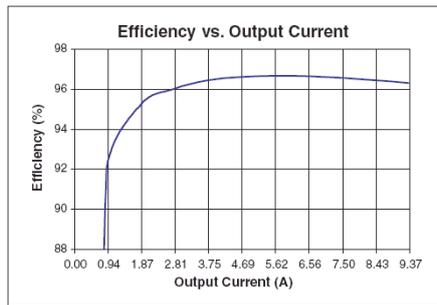
1) 从产品表中选择合适的 VTM:

我们选择 V048F320T009，因为它的工作电压范围是 17.3V 到 36.7V 和最大输出电流是 9A，极为适合这 LED 串的工作电压及电流范围。

2) 找到所需的 PRM 输出电流:

用数据表上的 V048F320T009 的效率图(第 3 页的图 3)用来确定 VTM 的效率,8A 时大约为 96.3%。

图 A1  
V048F320T  
009 效率与  
负载关系曲  
线



从数据表第二页的输出规格表中可以找到 R<sub>OUT</sub> 的标称值是 79 mΩ。

图 A2  
V048F320T  
009 输出规  
格表

输出规格 (48Vin, 满载, 25°C 环境温度条件下, 除非另作註釋)					
参数	最	典	最大值	单位	注
输出电压	17.3		36.7	Vdc	空载
	16.4		35.8	Vdc	满载
额定电流	0		9.4	Adc	26-55Vin
重复峰值电流			14.1	Adc	最大脉宽 1ms, 最大占空比 10%, 基准电源的 50%
短路保护设定值	9.6			Adc	模块关断
电流匹配精度		5	10	%	参见第 9 页的并联操作
效率: 半载	95.2	96.5		%	见图 3
全载	95.0	96.2		%	见图 3
内部输出感抗	1.1			nH	
内部输出容抗	1.2			μF	效率曲线
输出过压设定点	36.7			Vdc	模块关断
输出纹波电压: 无外部旁路电容	75	335		mVp-p	见图 2 和图 5
4.7uF 旁路电容	14			mVp-p	见图 6
有效的开关频率	2.4	2.8	3.2	MHz	固定频率, 1.4MHz/每相
输入调整率: K	0.66	2/3	0.6733		空载时 Vout=K•Vin
负载调整率: Rout	79	98		mΩ	见图 16
瞬态响应: 电压过冲	540			mV	9.4A 负载阶跃, 100μF Cin, 见图 7 和 8
响应时间	200			ns	见图 7 和图 8
恢复时间	1			μs	见图 7 和图 8

使用这些数据 and LED 串的标称输出电压 (25V)，使用等式 4，计算 VTM 输出电流是 8A 时必须的 PRM 输出电流。

$$VTM\_I_{IN} = PRM\_I_{OUT} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot K}{\eta \cdot (V_{OUT} + I_{OUT} \cdot R_{OUT})} = \frac{25\text{ V} \cdot 8\text{ A} \cdot \frac{2}{3}}{0.963 \cdot (25\text{ V} + 8\text{ A} \cdot 0.079\ \Omega)} = 5.4\text{ A}$$

选择 P045F048T32AL 是因为它的电流输出能力是 6.67 A 的和输入电压范围是 38V- 55V。

### 3) 必须的参考电压:

使用分流器电阻和增益电阻的推荐值。用等式 5 来确定 5.4A PRM 输出电流时的必须参考电压。

$$V_{REF} = PRM\_I_{OUT} \cdot R_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right) = 5.4\text{ A} \cdot 10\text{ m}\Omega \cdot \left(\frac{100\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega}\right) = 5.4\text{ V}$$

使用 TLV431B 并联稳压器，选择 0.1% 容差的  $R_{11}$  和  $R_{12}$  电阻来提供 5.4 V 的输出。选择  $R_{10}$  将电流限制在 1mA。

$$R_{10} = \frac{V_H - V_{REF}}{I_{mA}} = \frac{9\text{ V} - 5.4\text{ V}}{1\text{ mA}} = 36\text{ k}\Omega$$

选择 1% 精度，最接近此值的标准值，35.7k $\Omega$ 。

### 4) 确定 PRM 最大输出电压

考虑到 VTM 的最大输出电阻 ( $R_{OUT(MAX)}$ )，选择 PRM 最大输出电压以确保 PRM 和 VTM 能够提供 30V 的最大工作电压。若需要更多的裕量，可以将最大输出电压增加 1 伏。

$$PRM\_V_{OUT(MAX)} = \frac{(V_{OUT(MAX)} + I_{OUT} \cdot R_{OUT(MAX)})}{K} = \frac{31\text{ V} + 8\text{ A} \cdot (98\text{ m}\Omega)}{\frac{2}{3}} = 47.7\text{ V}$$

### 5) $R_7$ , $R_8$ 和 $R_9$ 阻值:

按表 4 取得最大 SC 电压 ( $V_{SC(MAX)} = 3\text{ V}$ ) 和 SC 极点频率 ( $F_{POLE} = 1\text{ kHz}$ )。误差放大器的

最大输出电压 ( $V_{EAO(MAX)}$ ) 由 AD8667 数据表确定，并且在数据表的第 8 页列出了输出压降与温度的函数关系。

([www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD8663\\_AD8667\\_AD8669.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8663_AD8667_AD8669.pdf))。在 50°C

时，压降为 250mV，得到的  $V_{EAO(MAX)}$  为 8.75V。

使用等式 9，计算  $R_7$ ：

$$R_7 = \frac{10\text{ k}\Omega \cdot V_{EAO(MAX)}}{10\text{ k}\Omega \cdot V_{SC(MAX)} \cdot 2\pi \cdot F_{POLE} \cdot 0.22\ \mu\text{F} - 1.24\text{ V}} = \frac{10\text{ k}\Omega \cdot 8.75\text{ V}}{10\text{ k}\Omega \cdot 3\text{ V} \cdot 2\pi \cdot 1\text{ kHz} \cdot 0.22\ \mu\text{F} - 1.24\text{ V}} = 2.4\text{ K}\Omega$$

选择 1% 精度，最接近此值的标准值为 2.37kΩ。

使用等式 10，选择  $R_8$ ：

$$R_8 = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot R_7 \cdot V_{SC(\text{MAX})}}{10 \text{ k}\Omega \cdot V_{EAO(\text{MAX})} + 1.24 \text{ V} \cdot R_7 - V_{SC(\text{MAX})} \cdot (10 \text{ k}\Omega + R_7)} = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 2.37 \text{ k}\Omega \cdot 3 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega \cdot 8.75 \text{ V} + 1.24 \text{ V} \cdot 2.37 \text{ k}\Omega - 3 \text{ V} \cdot (10 \text{ k}\Omega + 2.37 \text{ k}\Omega)}$$

选择 1% 精度，最接近此值的标准值为 1.33 kΩ。

$R_9$  的选择基于  $V_{SC(\text{MAX})}$ ， $PRM - V_{OUT(\text{MAX})}$ ，从表 1 得到  $R_{68}$  的值，使用等式 11 可

得  $R_9$ ：

$$R_9 = \left( \frac{R_{68} \cdot V_{SC(\text{MAX})} \cdot 0.961}{PRM - V_{OUT(\text{MAX})} - V_{SC(\text{MAX})} \cdot 0.961} \right) = \left( \frac{93.1 \text{ k}\Omega \cdot 3 \text{ V} \cdot 0.961}{47.7 \text{ V} - 3 \text{ V} \cdot 0.961} \right) = 5.99 \text{ k}\Omega$$

选择 1% 精度，最接近此值的标准值为 6.04 kΩ。

6) 确定补偿元件  $R_6$  和  $C_2$ 。

选择的穿越频率为 100Hz，此值在 SC 1kHz 极点频率的  $\frac{1}{10}$  以下。

$C_2$  是固定标准值 0.1 μF，使用等式 15 计算  $R_6$ ：

$$R_6 = \frac{1}{C_2 \cdot 2\pi \cdot F_{\text{CROSS}}} = \frac{1}{0.1 \mu\text{F} \cdot 2\pi \cdot 100 \text{ Hz}} = 15.9 \text{ k}\Omega$$

选择最接近 1% 标准值的电阻为 16 kΩ。

7) 确定总体精度

误差源在表 5 列出。这些因素加起来以确定总体误差百分比。

分流器误差为 0.1%。

由等式 16 计算失调误差，假定 50°C 时 AD8667 最大输入失调电压为 300 μV。

$$\text{Offset\_ \%Error} = \left( \frac{V_{\text{OFFSET}}}{V_{\text{SHUNT}}} \right) \cdot 100 = \left( \frac{300 \mu\text{V}}{5.4 \text{ A} \cdot 10 \text{ m}\Omega} \right) \cdot 100 = .55\%$$

由增益电阻产生的误差为 0.2%

由电压基准和电阻产生的误差为 0.7%

由效率变化产生的误差为 1%

为了计算输出电压的变化而引起的误差，基于规格书来计算负载电压变化相对于标称电压的百分比：

$$V\% = \frac{V_{MAX} - V_{NOM}}{V_{NOM}} = \frac{30V - 25V}{25V} = 20\% = 0.2$$

由等式 17 估算电压变化引起的最大百分比误差：

$$Voltage \ \% Error = \frac{V\%}{\left(1 - \frac{K \cdot V_{OUT} \cdot (1 + V\%)}{I_{IN} \cdot R_{OUT} \cdot \eta}\right)} \cdot 100 = \frac{0.2}{\left(1 - \frac{\frac{2}{3} \cdot 25V \cdot (1 + 0.2)}{5.4A \cdot 79 \text{ m}\Omega \cdot 0.963}\right)} \cdot 100 = 0.4\%$$

为了计算  $R_{OUT}$  变化产生的误差，基于规格书计算  $R_{OUT}$  的变化相对于标称电阻的百分比：

$$R\% = \frac{R_{OUT(MAX)} - R_{OUT(NOM)}}{R_{OUT(NOM)}} = \frac{98 \text{ m}\Omega - 79 \text{ m}\Omega}{79 \text{ m}\Omega} = 24\% = 0.24$$

由等式 18 估算由此变化引起的最大百分比误差，

$$R_{OUT} \ \% Error = \frac{R\%}{\left(\frac{K \cdot V_{OUT}}{I_{IN} \cdot R_{OUT} \cdot \eta} - (1 + R\%)\right)} \cdot 100 = \frac{0.24}{\frac{\frac{2}{3} \cdot 25V}{5.4A \cdot 79 \text{ m}\Omega \cdot 0.963} - (1 + 0.24)} \cdot 100 = 0.61\%$$

总误差是所有误差之和，

$$Total \ \% Error = Shunt \ \% Error + Offset \ \% Error + Gain \ \% Error + Reference \ \% Error + Efficiency \ \% Error + V_{OUT} \ \% Error + R_{OUT} \ \% Error$$

$$Total \ \% Error = 0.1\% + 0.55\% + 0.2\% + 0.7\% + 1.0\% + 0.4\% + 0.6\% = 3.6\%$$

由于设计过程存在的设计变动和一些未知因素，使得 LED 驱动电路是一项艰巨的任务。恒流 LED 驱动器测试板可以在设计过程中帮助设计。演示版包括了 AN:018 中描述的基本电路，并同时具有调节输出电压、电流设定功能。测试板上的 PRM 可配对任何标准 VTM 型号。如需进一步信息，请参阅用户指南（UG：007 [www.vicor-china.com/products/vichip/](http://www.vicor-china.com/products/vichip/)）。

图 A3  
恒流 LED 驱  
动器演示板

电流感应  
放大器

元件数量:

1 个放大器

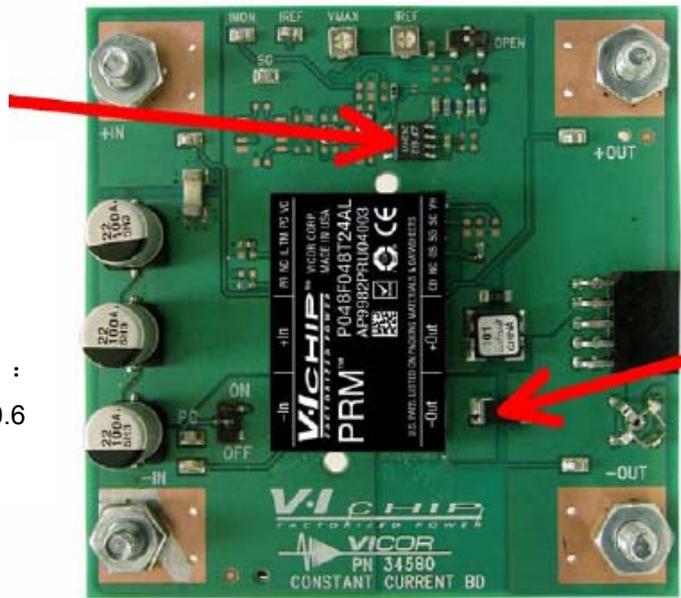
1 个分流器

13 个分立器件

电路板尺寸:

0.8cm×0.8cm=0.6

4cm<sup>2</sup>



4 端  
电流感应  
分流器

文中所载的资料都是经 Vicor 审核及认为正确的。但 Vicor 对有关应用不负任何责任。Vicor 产品并非应用在以下范围：如因仪器失效或错误操作危害人生安全生命支持系统。有关细则需依据 Vicor 的销售条款。

数据如有更改，不另通知。