BCR601 线性 LED 控制器 IC，具有主动余量控制

具有到初级侧的反馈回路的线性 LED 控制器的设计指南

BCR601

关于本文档

范围和目的

本文档介绍了 60 V 线性 LED 控制器的分步设计指南。功能包括主动余量控制 (AHC)、精密电流纹波抑制、过电压保护、过热保护和热插拔保护。IC 采用 PG-DSO-8 封装。

主动余量控制是实现到初级侧的反馈。它是一种允许线性 LED 控制器通过主动调节交流-直流反馈回路，以在输出端施加最小电压余量来实现最大系统效率的结构。通过调节和控制输出端 LED 阵列和线性调整元件（晶体管）两端的最小必需电压，优化系统效率，减小元件温度。BCR601 支持光驱动器的设计。一个 BCR601 结构的光驱动器支持不同数量的 LED 灯串以及不同数量和类型的 LED。

目标受众

本文档适用于希望设计与常规线性 LED 控制器相比具有更高效率的高性能线性 LED 驱动器解决方案的所有人员。初级侧功率转换器通常包含功率因数校正 (PFC) 和/或 Flyback 解决方案，例如 XDPL8218。输出电压调节通过控制初级侧 PWM 控制器的次级侧 (BCR601) 的反馈（调节）实现。

内容

	关于本文档	1
	内容	1
1	**简介**	3
1.1	产品亮点	3
1.2	引脚配置	3
1.3	BCR601 工作原理	4
1.4	内部框图	5
2	**BCR601 详细说明**	6
2.1	设置 LED 目标电流	6
2.2	BCR601 调光	7
2.2.1	BCR601 模拟调光	7
2.2.2	电阻调光	8
2.3	BCR601 电源电压要求，LED 阵列电压限制	9
2.3.1	BCR601 热功率优化	11
2.3.2	带光耦反馈的 BCR601 设计	12
2.3.2.1	带单个次级电压输出轨的光耦设计	13
2.3.2.2	OPTO *路径的*辅助电源电压	14
2.3.3	不带光耦的 BCR601 运行	14
2.4	控制回路配置	16

内容

2.4.1 反馈电压回路设计考虑事项 17
2.4.1.1 传递函数和波特图 17
2.4.1.2 补偿器波特图对元件的依赖性 18
2.4.1.3 I_{OPTO} 配置 19
2.4.2 LED 电流调节 21
2.4.2.1 BCR601 以及 Darlington BJT 21
2.5 BCR601 调整元件选择 23
2.5.1 MOSFET 23
2.5.2 BJT 27
2.6 BCR601 保护概述和说明 28
2.6.1 过电压保护 (OVP) 28
2.6.1.1 OVP 激活 28
2.6.1.2 OVP 配置 29
2.6.2 过热、热插拔和短路保护 30
2.7 功耗优化 31
2.7.1 交流纹波减小 31
2.8 故障诊断 32
2.8.1 启动时间 32
2.8.2 因为电压余量不足而导致的电流调节不稳定 32
2.8.3 LED 堆栈震荡 34
3 实施和设计步骤 35
3.1 使用 OptiMOS™ BSP716N MOSFET 的应用示例 36
3.2 使用 IRFR120N MOSFET 的应用示例 38
4 参考文献 41
Disclaimer 42

1 简介

本节概述了 BCR601 LED 系统的主要元件。

1.1 产品亮点

本节列出了 BCR601

- BCR601 工作电压范围 8 V 到 60 V 的电源的最重要功能。
- 支持使用 NPN 双极晶体管和 NMOSFET
- 高效电流控制回路可抑制 100 Hz/120 Hz 电源电压纹波
- 支持到初级侧的光耦反馈回路，可以最大限度降低功耗
- 到初级控制器的高效内部直接反馈生成 (AHC)
- 过热保护
- 通过电阻 R_{set} 或 *MFIO* 引脚处的直流电压实现 LED 电流的 3% 模拟调光
- 8-引脚 PG-DSO-8 封装
- LED 短路保护
- 热插拔能力
- 过电压保护 (OVP)

1.2 引脚配置

本节定义了 IC 每个引脚的用途。

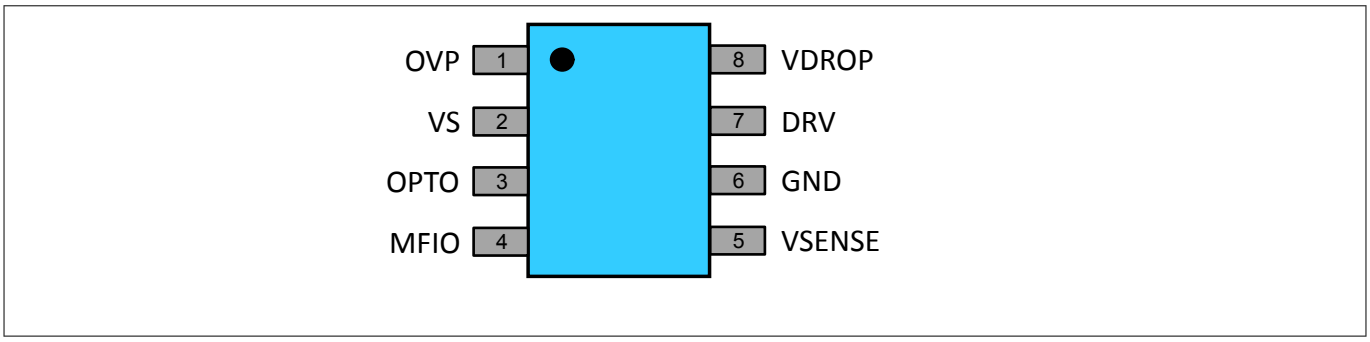


图 1 PG-DSO-8 引脚输出

表 1 引脚配置

引脚编号	引脚名称	引脚类型	功能
1	*OVP*	输入端	过电压保护的电源电压测量
2	*VS*	输入端	电源电压
3	*OPTO*	输出端	用于控制光耦电流的输出端
4	*MFIO*	输入端	用于电阻式调光和直流电压调光的多功能 IO
5	*VSENSE*	输入端	测量 V_{sense} 电压
6	*GND*	GND	IC 接地
7	*DRV*	输出端	用于控制外部晶体管的基极或栅极的驱动器输出端
8	*VDROP*	输入端	测量 V_{DROP} 电压

1.3 BCR601 工作原理

本节介绍使用具有主动余量控制 (AHC) 的 BCR601 线性 LED 控制器的应用。

BCR601 是一款线性 LED 控制器 IC，通常位于具有电压输出端的 AC-DC 电源的次级侧。BCR601 可以控制与 LED 阵列串联的 MOSFET 或 BJT 晶体管等线性调整元件。从 BCR601 到功率转换器的初级侧的反馈可以调节 LED 阵列上的电压余量，从而优化效率。以下章节详细介绍 BCR601 的功能和设计要求。

典型目标应用：

- LED 驱动器。

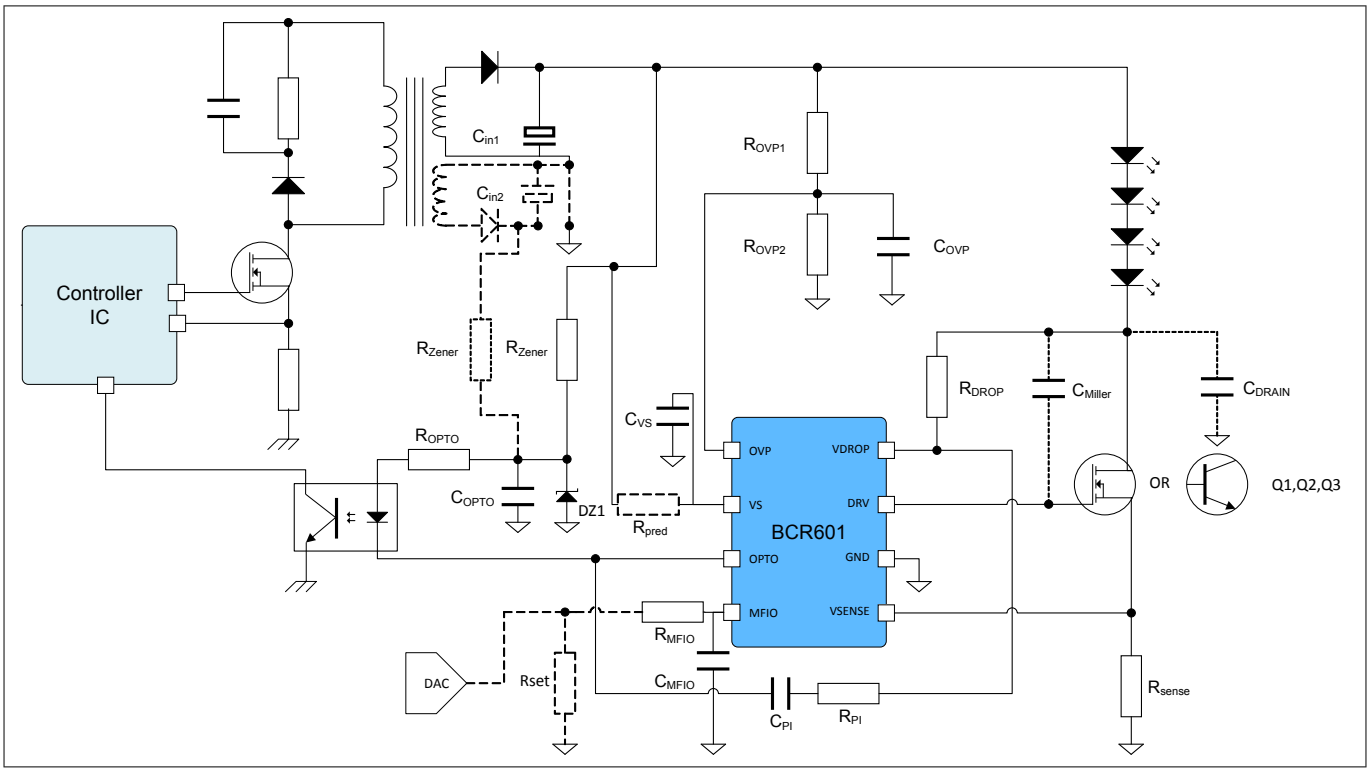


图 2 具有 AC-DC 转换器的 BCR601 典型应用

1.4 内部框图

本节介绍 BCR601 的简化内部框图。

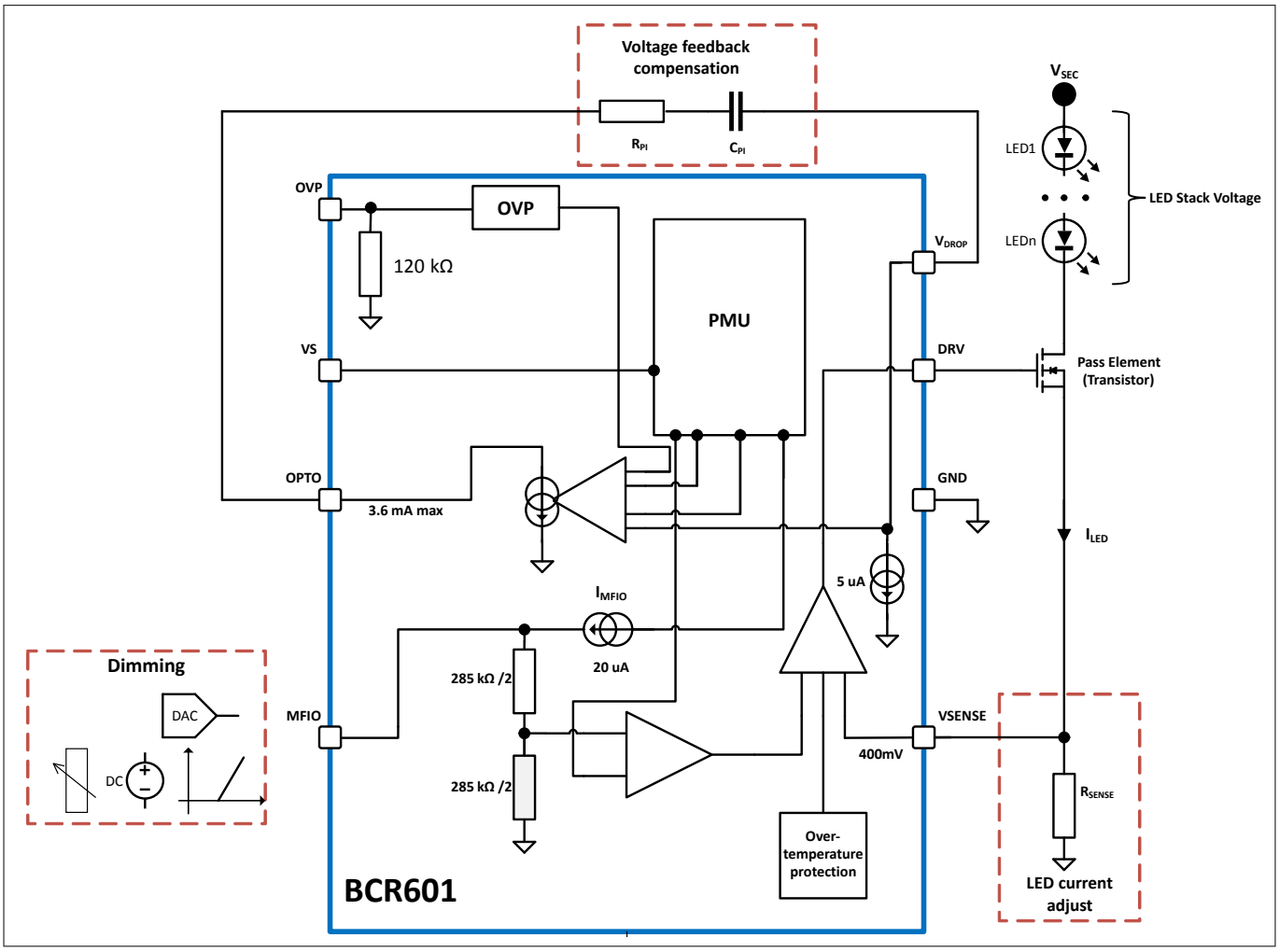


图 3 BCR601 顶层框图

2 BCR601 详细说明

本节对 BCR601 的全功能和功率优化系统的特点和要求进行说明。

BCR601 是一款单通道线性 LED 控制器，具有主动余量控制 (AHC)。它用于需要大输入电压（高达 60 V）和效率优化的 LED 照明系统中。LED 的正向电压会因电流密度（正向电流）和 LED 温度发生显著变化。这两个特点再加上因所用 LED 类型而导致的 LED 正向电压降变化，迫使设计人员要确保 LED 阵列和调整元件上的电压足够大，从而满足所有设计要求。LED 阵列电压和线性调整元件的输入电压之间的差值越大，系统的功耗和温度就越大。BCR601 是一款智能线性驱动器，可以在所有工作条件下将过电压调节到最小值。

图3 图示为 BCR601 IC 的简化内部框图。

BCR601 详细说明 章节（ BCR601 设计文件）可以指导设计人员如何使用和优化 BCR601 IC；主题包括：

电流和电压反馈回路的优化

- 主动余量控制 (AHC) 电压反馈至初级侧调节，
  - 通过电阻和电容进行的模拟 PI 控制器的参数设置，
  - 调整光耦电流，以使用 I_{OPTO} 电流的整个范围并在所用光耦的整个电流传输比范围内实现无故障运行（包括老化）
- 通过计算出的系统目标电流的电流感应电阻值来控制和调节 LED 阵列电流
- 如果使用大放大 Darlington-BJT，可选择调整电流回路

BCR601 和系统的功耗优化和保护。

- 最小化 IC 功耗
- 最小化功率晶体管的电压余量
- 针对输入电压定制的可配置过压保护

值得注意的功率晶体管的电气规格（调整元件）：

- 输入电容值
- 阈值电压
- 如果放大 BJT 电流

2.1 设置 LED 目标电流

本节介绍如何配置应用的目标电流。

LED 的最大电流通过引脚 *VSENSE* 与接地极之间连接的电流感应旁路电阻配置。

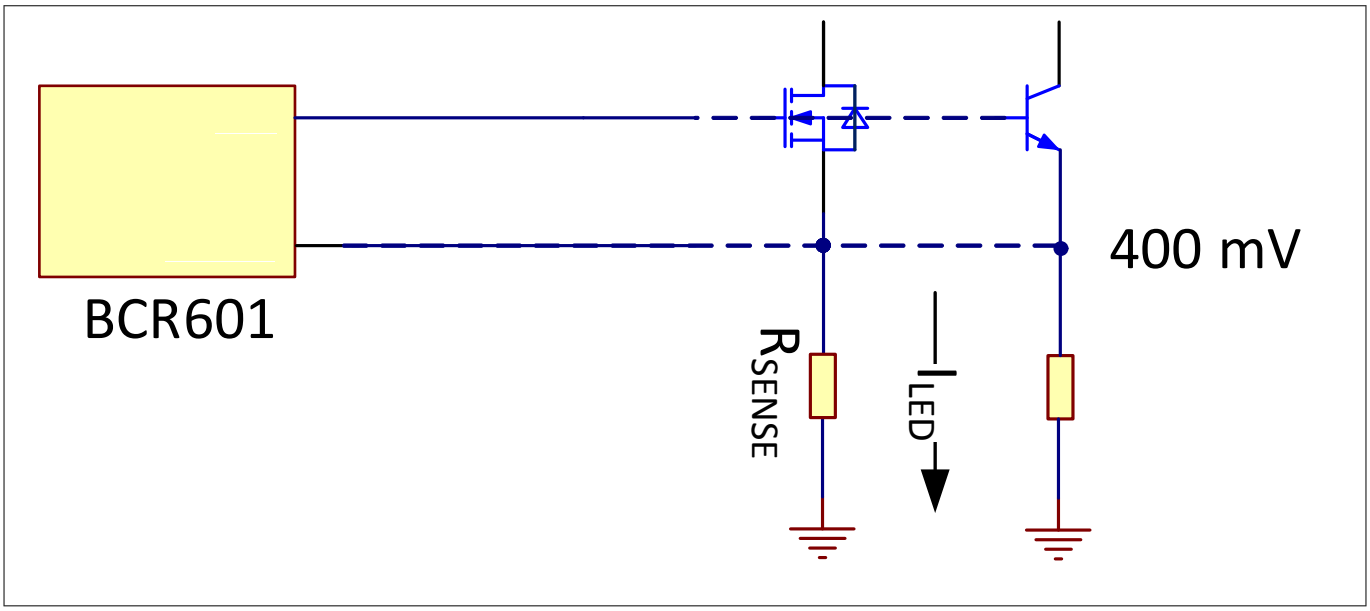


图 4　　100% LED 电流设定点

图4 图示为使用 BCR601 的电流感应测量。在 100% LED 电流输出（无调光）时，BCR601 可以通过 LED 阵列调节电流，使旁路电阻两端的电压降为 400 mV。调光期间，采用了 400 mV 调节点的一小部分，最终值取决于调光百分比。

串联电流感应电阻的数值 (R_{SENSE}) 通过以下公式确定：

$$R_{SENSE} = \frac{400\ mV}{I_{LED}}$$

Equation Number　　**R_{SENSE} 配置**

2.2　BCR601 调光

本节介绍 BCR601 系统中的调光方法和影响因素。

BCR601 LED 驱动器系统可通过以下方式调光：

- 通过引脚 *MFIO 调光*
  - 施加 0 V 到 4 V 的直流信号（模拟调光）
  - 在引脚 *MFIO* 和接地极之间连接串联电阻 R_{SET}

2.2.1　BCR601 模拟调光

本节介绍通过在引脚 *MFIO 处*上施加直流电压进行调光的方法。

直流调光从最小调光电平 V_{MFIO} = 0.18 V 连续增大，直至无调光电平 V_{MFIO} = 3.3 V。

有关更多信息，请参阅数据表。

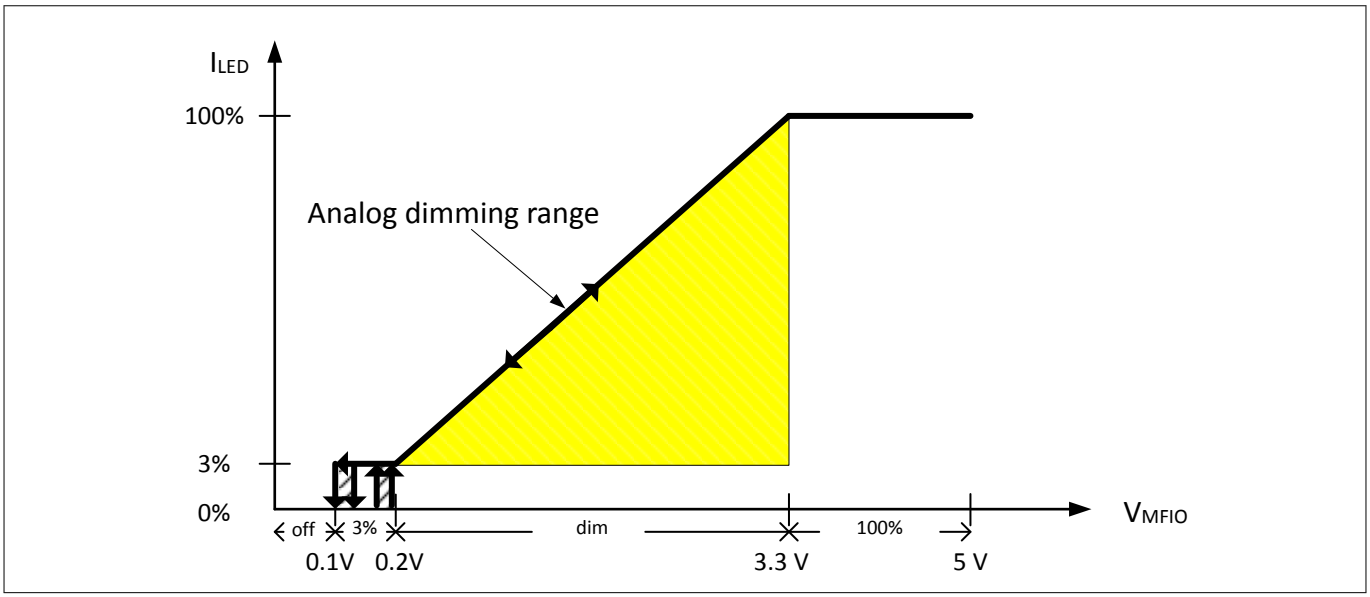
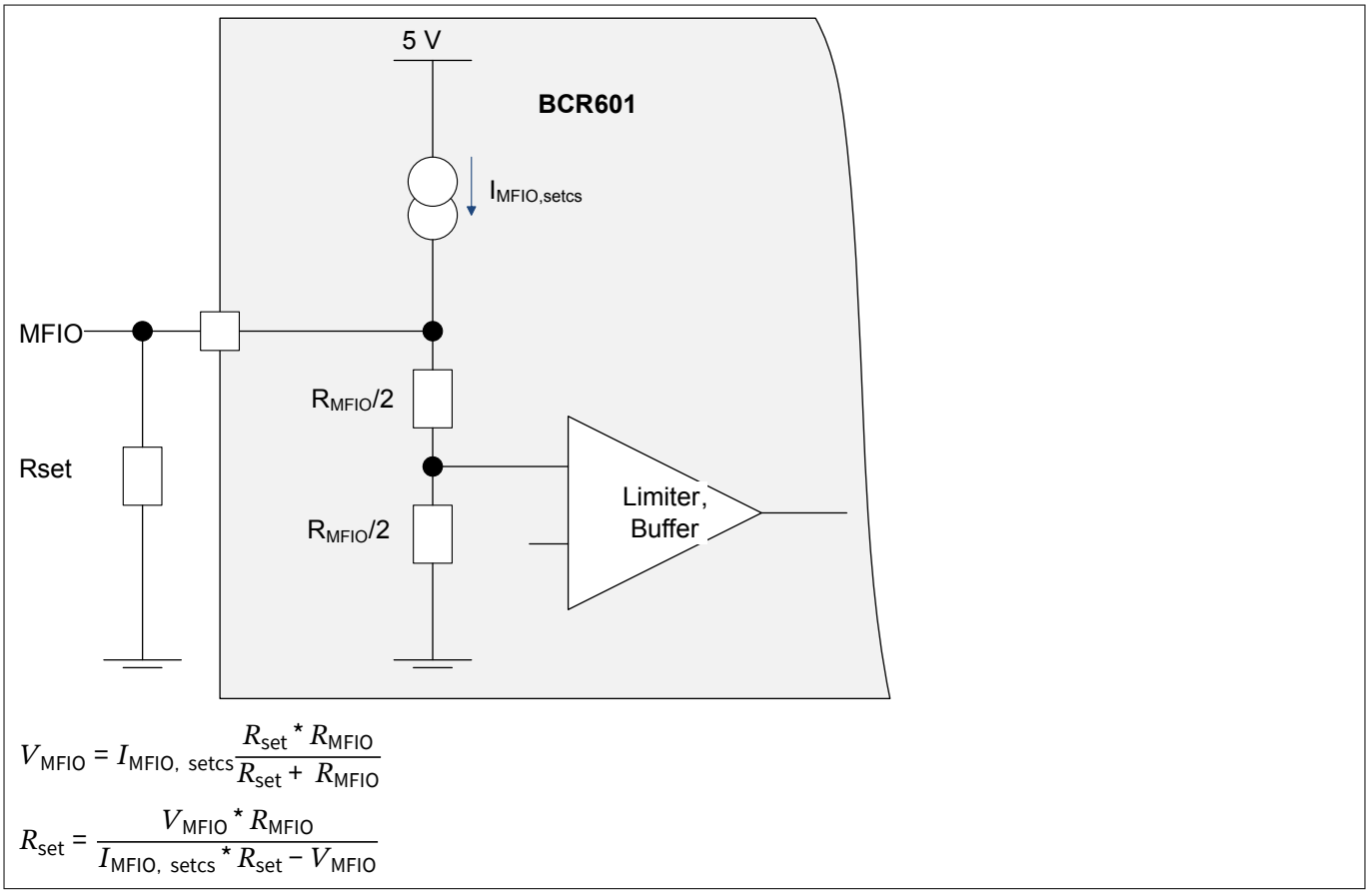


图 5　　直流调光曲线

2.2.2　　电阻调光

本节对使用外部电阻 R_{set} 调光到固定调光值进行说明。



$$V_{MFIO} = I_{MFIO,\ setcs} \frac{R_{set} * R_{MFIO}}{R_{set} + R_{MFIO}}$$

$$R_{set} = \frac{V_{MFIO} * R_{MFIO}}{I_{MFIO,\ setcs} * R_{set} - V_{MFIO}}$$

图 6　　R_{set} 电阻调光的尺寸确定

图7 介绍 R_{set} 和 V_{MFIO} 的有效值之间的关系。公式中使用的典型值有：

- $R_{MFIO,typical}$ = 285 kΩ，
- $I_{MFIO,setcs,typical}$ = 20 µA。

图7 说明了 R_{set} 和在 V_{MFIO} 处看到的电压电平之间的关系。

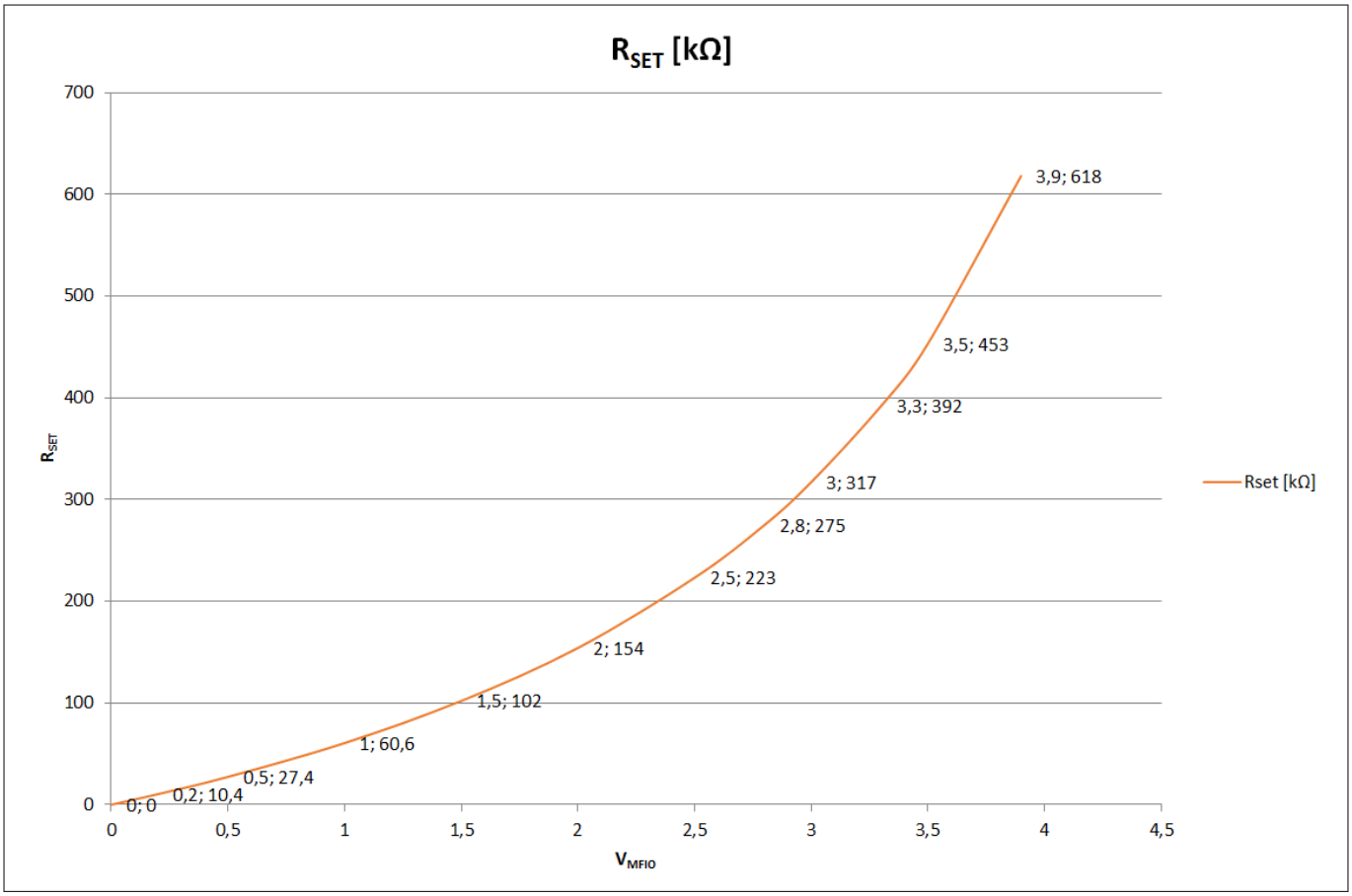


图 7　　R_{set} 与 V_{MFIO}

注:　　图7 显示了 R_{set} 值与有效的 V_{MFIO} 值的关系。根据 图5 中的公式确定曲线。($R_{set} \rightarrow V_{MFIO} \rightarrow I_{LED}$)

2.3　　BCR601 电源电压要求，LED 阵列电压限制

本节对确定系统的最大 LED 阵列电压进行说明；需要考虑所有参数在所有最坏情况下的工作点。

BCR601 设计用于最高 60V 的 LED 阵列。

注:　　LED 阵列包括组合的LED 灯串电压、功率晶体管两端的电压降和VSENSE 电阻两端的400 mV 的电压降。

BCR601 IC 的工作电压在 8 V 到 60 V 之间。如果 LED 阵列电压小于 8 V，就需要独立的 IC 电源。

2 BCR601 详细说明

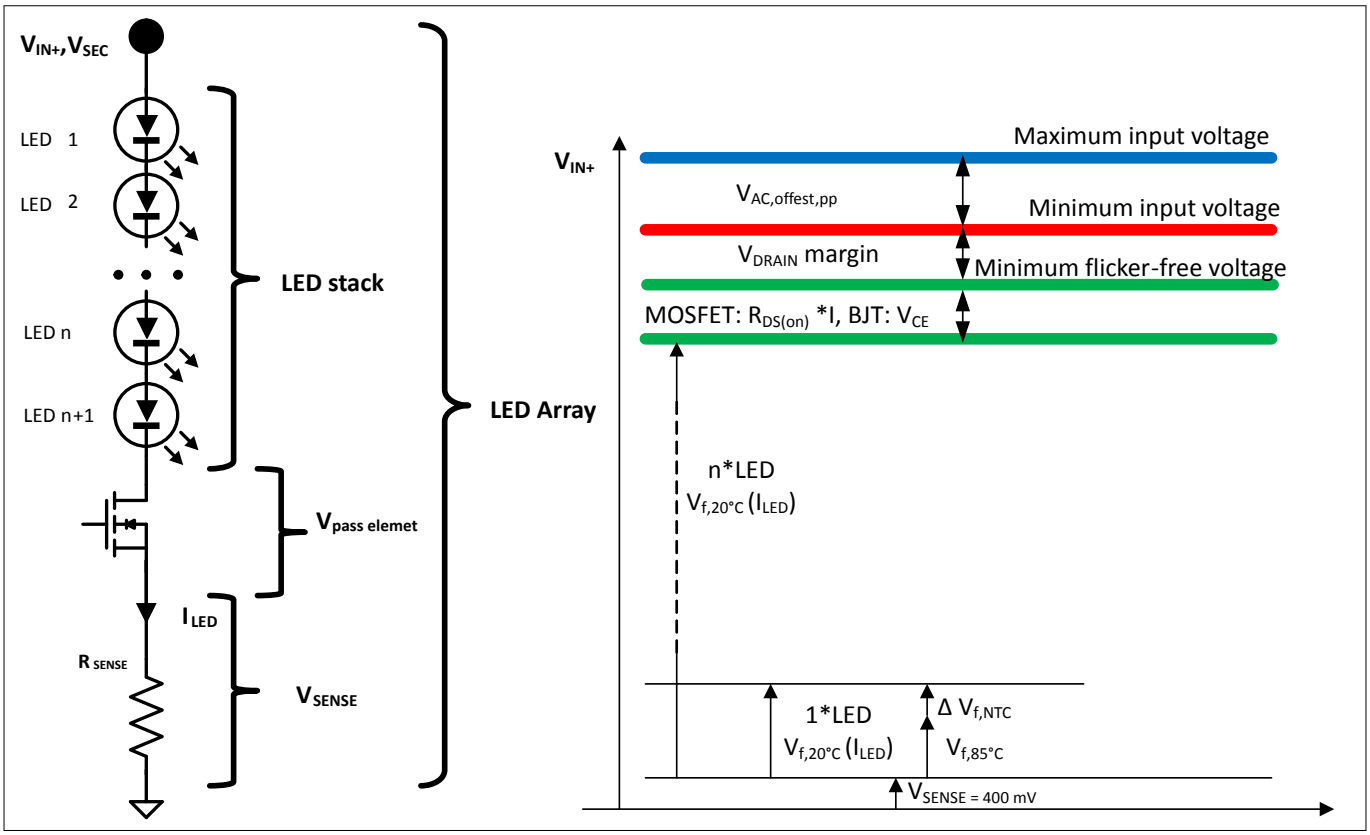


图 8　　系统输入电压分量

图 8 显示有助于系统输入电压的分量。

计算 LED 阵列的最大电压

确定最大次级侧电压 (V_{SEC}, V_{IN+}) 对于正确选择 LED 驱动系统内相关的所有外部元件并确定其尺寸至关重要。在工作条件或故障条件下可能会看到最大 LED 阵列电压。

反馈回路的主动余量控制 (AHC) 可以在受到温度影响以及调光减小 LED 电流时调节 LED 阵列上的电压。确定 LED 阵列上的可能最大电压时必须考虑所有变量。

LED 堆栈在所有工作条件下的最大电压

- 通过 LED 灯串的电流将达到 100% (I_{LED} = 100%)
- LED 结温最低

调整元件电压要求

- MOSFET V_{DS} 电压
- BJT V_{CE} 电压

V_{SENSE} 电阻电压降

- V_{SENSE} 电阻两端的电压降（100% 负荷）：$V_{SENSE} = R_{SENSE} * I_{LED}$ = 400 mV

注:　　R_{SENSE} 可以通过功耗 $P_{SENSE} = V_{SENSE} * I_{LED}$ 得出。必须相应选择电阻的功率等级。

LED 堆栈在最初打开时的最低工作环境温度下，其电压达到了最大值。

MOSFET 电压 $V_{DS} = R_{DS(on)} * I_{LED}$，达到了最大工作温度下其在全负荷期间的最大值（或者 BJT 电压 $V_{CE, sat}$），其中包括调整元件上不可避免的功耗：

- 如果使用的是 MOSFET：$R_{DS(on)} * I_{LED}^2$，
- 如果使用的是 BJT：$V_{CE, sat} * I_{LED}$。

所需最大电压 V_{SEC} (V_{IN+})

- $V_{MAXLED-ARRAY}$ =（LED 堆栈电压）+（晶体管电压）+（V_{SENSE} 电压）

1.MOSFET

$$V_{IN+,\ LED}\left(n\ ,\ I_{LED}\ ,\ T\ ,\ V_{ACoffset,\ pp}\ ,\ V_{sense}\right)$$
$$= n * V_{LED}\left(I_{LED}\ ,\ T\right) + \frac{V_{ACoffset,\ pp}}{2} + V_{sense} + R_{DS(on)}\left(T\right) * I_{LED}$$
$$= n * V_{LED}\left(I_{LED}\ ,\ T\right) + \frac{V_{ACoffset,\ pp}}{2} + 400\ mV + R_{DS(on)}\left(T\right) * I_{LED}$$

2.BJT

$$V_{IN+,\ LED}\left(n\ ,\ I_{target}\ ,\ T\ ,\ V_{ACoffset,\ pp}\ ,\ V_{sense}\right)$$
$$= n * V_{LED}\left(I_{LED}\ ,\ T\right) + \frac{V_{ACoffset,\ pp}}{2} + V_{sense} + V_{CE}\left(T\right)$$
$$= n * V_{LED}\left(I_{LED}\ ,\ T\right) + \frac{V_{ACoffset,\ pp}}{2} + 400\ mV + V_{CE}\left(T\right)$$

Equation Number **系统输入电压 V_{IN+}**

2.3.1 BCR601 热功率优化

本节对如何优化 BCR601 的功耗进行说明。

总电流消耗包括 IC 自供电源电流消耗加上 DRV 电源电流消耗。

BCR601 的自供电源电流消耗高达 2.2 mA。

必须 *将* -10 mA 的引脚 DRV 上可能的最大电源电流加到此电流上。引脚 *DRV 上较高的电源电流* 通常在 BJT 的 h_{FE} 较低的情况下，BJT 被用作调整元件时出现。

在持续调光并使用 MOSFET 的静态工作条件下， *DRV* 电流分量可以忽略不计。

IC 功耗计算

BCR601 功耗： $P_{BCR} = V_S * I_{BCR,\ total}$

BCR601 的功耗可以通过减小施加在 *VS* 引脚上的电压降低减小 *VS* 上的电压，可以在输入电压 V_{IN+} 和 *VS* 之间增加串联电阻实现上述目的。

VS 串联电阻功耗： $P_{Rpred} = R_{pred} * I^2_{BCR,\ \square\square}$

BCR601 当次级侧输出电压较大（高电压 LED 阵列）时，建议增加电阻降低功耗。为确保正确启动 IC，*VS* 上 IC 的电源电压不得降到最小工作电压 8 V 以下。

为避免 BCR601 系统尝试启动失败，请使用较小的或无功率减小的电阻。

$$V_{VS} > 8\ V$$

Equation Number **IC 电源电压要求**

$$I_{BCR,\ VS,\ max} = 12.2\ mA$$

Equation Number **最大 IC 电流消耗（依据数据表）**

在电阻的保护下，IC 的最大功耗可降低到：

$$P_{BCR,\ 8\ V,\ wc} = 8\ V * 12.2\ mA = 97.6\ mW$$

Equation Number **V_{VS} = 8 V 时的最大 IC 功耗**

为避免下降到最小 IC 电源电源以下，必须满足 ***Equation Number***。

$$R_{pred} < \frac{V_{in+} - 8\ V}{I_{BCR,\ 8V,\ wc}} \Leftrightarrow R_{pred} < \frac{V_{in+}}{12.2\ mA} - 656\ \Omega \Leftrightarrow R_{pred} < \frac{V_{in+}}{12.2\ mA} - 656\ \Omega$$

Equation Number **最大 R_{pred}**

2.3.2 带光耦反馈的 BCR601 设计

本节说明带光耦的 BCR601 系统设计，该光耦用于向初级侧提供反馈。

光耦是在系统的电隔离区域传输信号的常用方法。通过流经光耦二极管侧的电流控制对初级侧的反馈。在 BCR601 上，该电流通过引脚 *OPTO* 控制。引脚 *OPTO* 提供主动余量控制的反馈 PI 控制器的输出。这样可以确保微调的最大灵活性，可以包括光耦的电流传输比 (CTR) 的所有可能范围以及因老化引起的变化。

OPTO 路径的电源取决于初级侧电源的性质：

- 光耦电源电压 ($V_{OPTO,Path}$) 必须调节良好，如果可能，$V_{OPTO,Path}$ 应小于 LED 电源电压 V_{SEC} 和 V_{IN+}。在输出端和 VOPTO 之间使用一个简单的稳压二极管和串联电阻即足以满足这一要求，
- 如果为提供辅助电源电压的初级侧，建议使用电压范围在 10 V 到 15 V 并由稳压二极管稳压的电源。

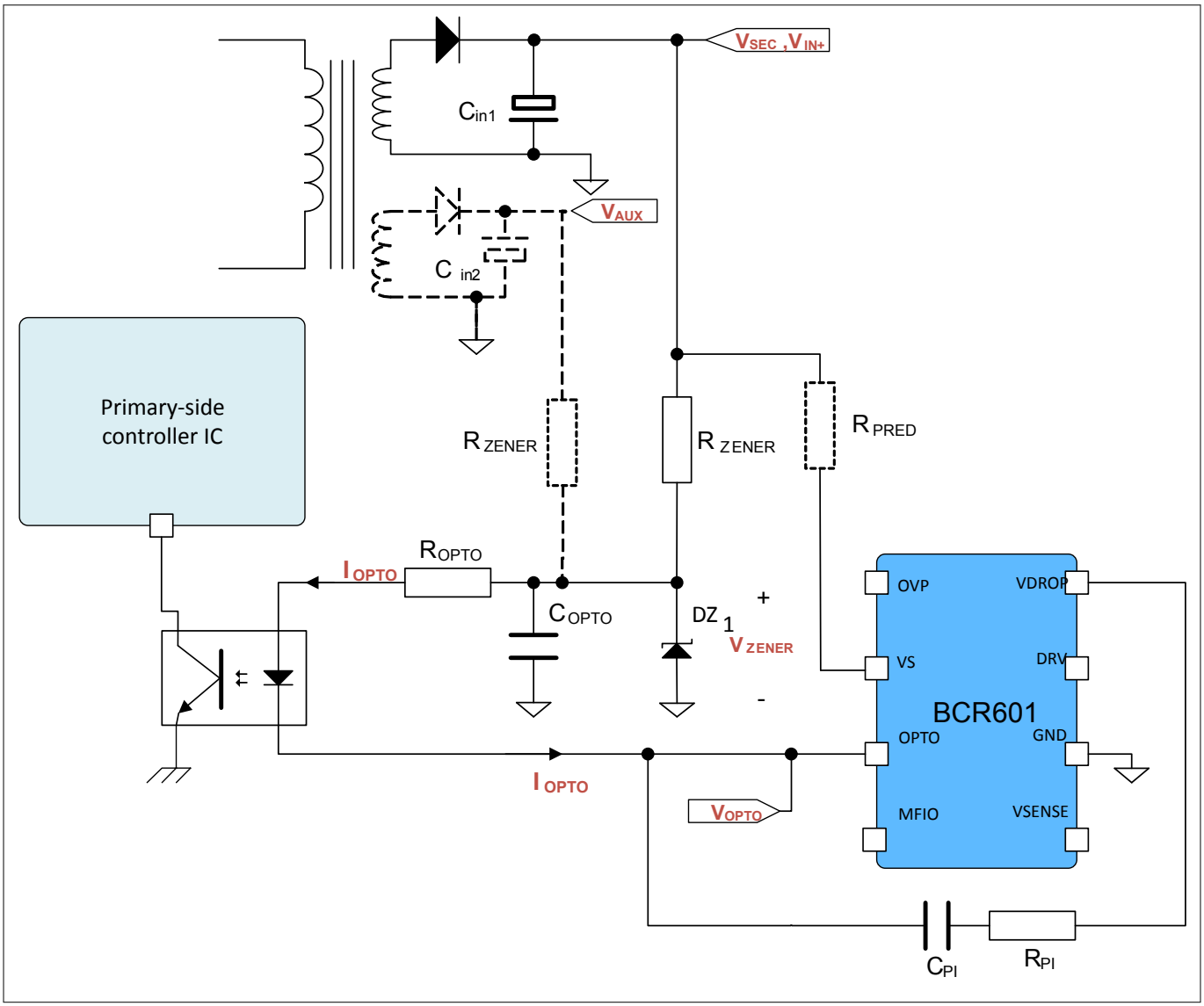


图 9　　*OPTO* 单个电源的电源电压电路

2.3.2.1　带单个次级电压输出轨的光耦设计

本节对光耦反馈设计指南进行说明，其中存在单个次级电压轨。

为了使 *OPTO* 路径达到良好的电压调节，使用了带电流限制串联电阻的稳压二极管。

稳压二极管击穿电压取决于电源电压和光耦选择。稳压二极管击穿电压从 9V 到 15V 不等，非常适用于典型应用。确保稳压二极管的电源电压大于击穿电压，以便在所有工作条件下进行正确调节。

使用击穿二极管的前提是 LED 路径的电源电压高于 *OPTO* 路径的电源电压。

OPTO *路径的*要求：

保护电阻 R_{Zener}（位于电压）V_{IN+} 和稳压二极管之间）必须按照以下方式选择：

- 引脚 *OPTO* 处可以达到最大漏极电流 3.6 mA，
- 引脚 *OPTO* 的最小输入电压至少 3 V。（最大电压必须小于 60 V。）

（有关这些数值，请参阅数据表。）

击穿二极管自身必须通过电阻 R_{Zener} *避免发生过电流情形*。该电阻必须通过以下方式配置：

- 保证最大的 *OPTO* 电流，

- 通过击穿二极管的功耗最小，
- OPTO *路径的总电流和流经稳压二极管*的电流会导致该电阻在其功率极限内产生功耗。对于阵列中 LED 数量不同的 LED 驱动器，这一点尤其重要。电阻的功率范围必须考虑阵列中支持的 LED 最大数量引起的 V_{IN+} 处的最大输入电压。

请参阅 ***Equation Number***，了解击穿保护电阻和稳压二极管的要求。

$$V_{Zener} = V_{IN+} - R_{Zener} * I_{OPTO} = V_{OPTO,\ pin} + R_{OPTO} * I_{OPTO} + V_{F,\ opto-coupler}$$
$$= R_{OPTO} * 3.6\ mA + V_{F,\ opto-coupler} + 3\ V$$

Equation Number **电源电压条件**

$$R_{Zener} < \frac{V_{IN+} - V_{breakdown,\ Zener}}{I_{opto}}$$
$$R_{Zener} < \frac{V_{IN+} - V_{breakdown,\ Zener}}{3.6\ mA}$$
$$P_{Zener} > I_{opto,\ max} * V_{Zener}$$
$$P_{Zener} > 3.6\ mA * V_{Zener}$$

Equation Number **击穿二极管的保护电阻要求**

2.3.2.2 OPTO *路径的*辅助电源电压

本节介绍光耦反馈的电源，其中 LED 驱动器的初级侧设有辅助输出端。

选择 *OPTO* 路径的辅助电源。这种情况的要求是：

$V_{AUX} << V_{IN+}$

其中

- V_{AUX} 是 *OPTO* 路径的电源电压，
- V_{IN+} 是 LED 阵列的电源电压。

在 XDPL8218 等初级侧 PFC/Flyback 中，辅助电源电压通常由变压器的次级绕组产生。

与初级电源的交流输入纹波相比，辅助电源可能具有同相或相移交流纹波。

使用此选项， *OPTO* 路径输入端的稳压二极管就不再是必选项，但可用于稳定输入电压。

2.3.3 不带光耦的 BCR601 运行

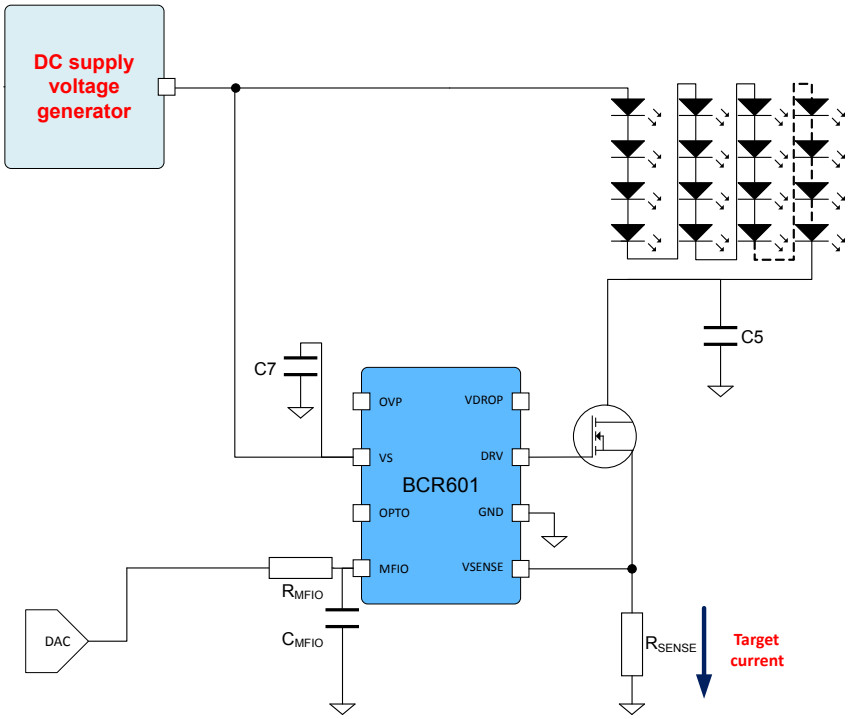
本节对如何在不使用电压反馈回路的情况下配置电流回路进行说明。

BCR601 线性调节器可以在不激活 AHC 的情况下完成。这可以在没有从 BCR601 到电压控制回路的反馈的情况下实现。将 LED 驱动器系统配置为在次级侧提供调节电压且该电压设置得足够高，能够满足 LED 阵列的所有工作条件。

不带光耦的 BCR601 运行的设计步骤：

- 将直流实验室电压施加到 V_{SEC}、V_{IN+} 上，
- 引脚 *OPTO* 和电压反馈回路保持开路状态，
- 施加到引脚 V_{SEC}、V_{IN+} 上的电压稳定增加，直至达到通过 VSENSE 串联电阻配置的目标电压为止。
- 建议采用额外的电压余量，以确保叠加到最终配置上的任何交流纹波都不会影响电流调节。
- 现在确定交流-直流次级侧电压设定点。

图 10　　设置电流回路的独立配置



注:　大于系统输入电压的所有电压都会使调整元件的功耗增大。该功率会在功率晶体管中转化为热量。有关更多信息，请参阅 ***发热极限****。*

注:　还可以将独立电流配置用作验收测试，以检查调光机构的性能。有关调光的更多信息，请参阅 ***BCR601 调光***

2.4 控制回路配置

本节对电压和电流控制回路的配置进行说明。

BCR601 包含两个控制回路。

- 电流控制回路，
  - 通过 LED 阵列调节电流，
- 电压控制回路，
  - 将 V_{SEC} (V_{IN+}) 电压调节到 LED 阵列上的最小余量，以实现最高效率。

两个控制回路都可以单独配置；但是，这两个回路之间会发生交互作用，需要加以考虑。

用作调整元件的功率晶体管的类型会在传递函数、增益和频率响应等方面影响反馈回路。这需要在反馈回路参数的配置值时加以考虑，并会导致理论值和实际值之间的差异。

这给出了配置的层次结构。

1. 配置电流控制回路，
2. 关于在整个 *MFIO* 调光范围内稳定运行的电压控制配置，
3. 优化光耦反馈信号（路径到引脚 *OPTO*），
4. 晶体管输入电压优化，
5. 关于调整元件上电压降的功耗优化。

次级侧电压优化 (AHC)对系统性能有两方面的影响：

- 调整元件内的功耗（功率晶体管），
- 系统启动时间。

表 2 列出了控制回路的主要分量变化产生的影响。

表 2 变化影响矩阵

组件	说明	影响	备注
C_{PI}	电压反馈电容	增大值将增大回路响应	随着反馈回路响应增大或减小，启动时间将受到相反的影响
R_{PI}	电压反馈电阻	降低值将增大回路响应	随着反馈回路响应增大或减小，启动时间将受到相反的影响
R_{DROP}	电压余量调节电阻	增大值将增大回路响应	增大电阻 RDROP 将增大电压余量并增大调整元件的功耗
R_{OPTO}	通过光耦调节电流强度	调节光耦 CTR 响应	调节值，确保在所有工作条件下都能够正确调节

2.4.1 反馈电压回路设计考虑事项

本节介绍如何实现并稳定电压控制回路的反馈稳压器和 BCR601 零件的低损耗配置。

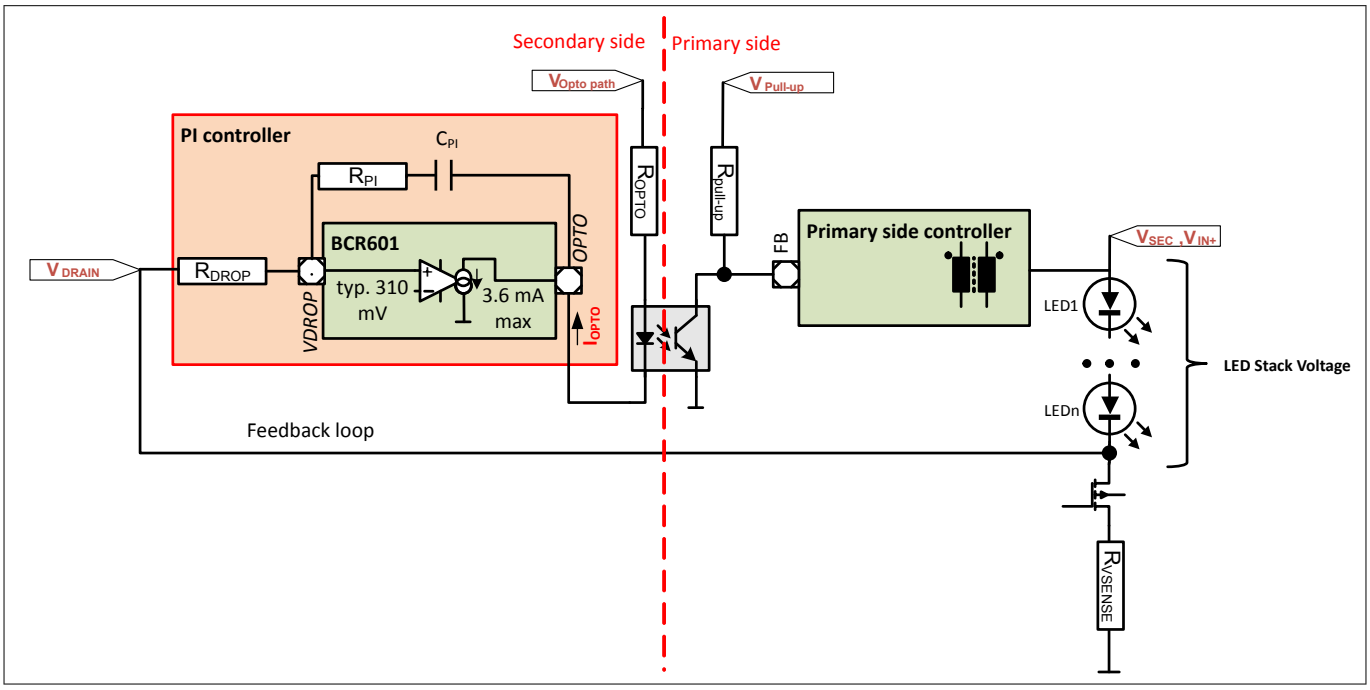


图 11 反馈电压回路装置

电压控制回路的配置包括设置 PI 控制器的参数以及优化晶体管的功耗。

2.4.1.1 传递函数和波特图

本节全面概述了电压反馈回路调节设备。

计算以下三个外部分量的值，配置 IC 的电压和反馈回路，以实现稳定运行：

- C_{PI}、
- R_{PI}、
- R_{OPTO}。

请参阅 *图 2*。

(1)

$$\frac{I_{OPTO}}{V_{DRAIN}}(s) = \frac{sC_{PI}R_{PI} + 1}{sC_{PI}R_{DROP}R_{OPTO} + 1/g_m}$$

(2)

$$\frac{V_{FB}}{V_{DRAIN}}(s) = -\frac{R_{pull-up}R_{PI}}{R_{DROP}R_{OPTO}}\beta\frac{sC_{PI}R_{PI} + 1}{sC_{PI}R_{PI}}$$

1. BCR601 的传递函数、
2. 补偿器传递函数、BCR601 以及初级侧的上拉反馈。

Equation Number 电压回路 PI 调节器的传递函数

其中 g_m 是电压控制路径的增益。公式 (2) 假定带初级侧的系统具有用作 PWM 信号控制输入的反馈电压。该反馈电压由初级侧电阻 R_{FB} 上拉。在没有光电流的情况下，反馈电压达到其最大电压。

关于 R_{DROP}，该参数也是电压降配置的主要参数，因此也是晶体管功耗的主要参数。（请参见 ***因为电压余量不足而导致的电流调节不稳定***）。

参考设计的分量

有关 ***表 3*** 中的分量，请参阅 ***参考文献***。

表 3　　电压回路增益的分量

传递函数中的参数	BCR601 演示示意图中的分量	目的
I_{OPTO}	OPTO, PCI-1	BCR601 电压反馈控制器的输出，通常通过光耦传输到初级侧的导向控制
V_{DRAIN}	LED-, X23	漏极电压，也定义了晶体管上的功率负荷
R_{OPTO}	R15, R20	配置 BCR601 电流回路增益和带宽的电阻
C_{PI}	C2	配置 BCR601 电流回路增益和带宽的电容
R_{PI}	R8	配置 PI 控制器的主要元件
gm_m		BCR601 电压控制路径的增益（跨导）
R_{DROP}	R6	用于配置到地面的电压电平 V_{DRAIN} (MOSFET)、$V_{collector}$ (BJT) 的电阻

2.4.1.2　　补偿器波特图对元件的依赖性

本节介绍参数变化对增益和相位的影响。

BCR601 系统中反馈电压回路的配置参数有：

- C_{PI}、
- R_{PI}、
- R_{OPTO}

注:　　R_{DROP} 也会影响控制回路的增益和相位。因为该参数用于最大程度降低晶体管上的功耗，所以不能将其视为电压回路的自由参数。

图 12 显示了相位对于 C_{PI} 和 R_{PI}（根据公式 (1)***Equation Number***）修改的依赖性。 ***图 13*** 显示了增益对于 C_{PI} 和 R_{PI}（根据公式 (2) ***Equation Number***）修改的依赖性。在所有情况下，选择的参数都会增加 67%。

基本参数有：

- C_{PI} = 120 nF、
- R_{PI} = 8.2 kΩ、
- R_{OPTO} = 16 kΩ、
- R_{DROP} = 426 kΩ。

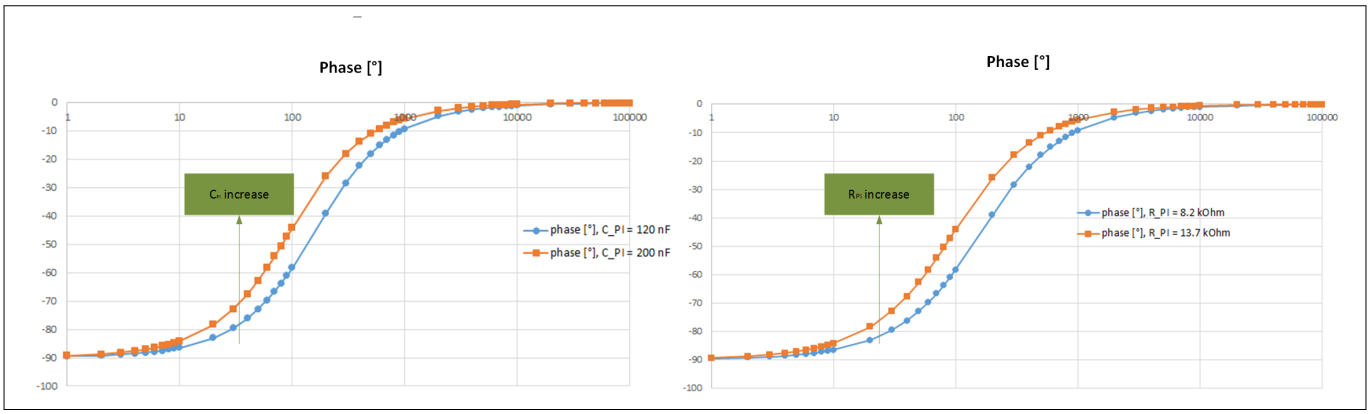


图 12　　相位对 R_{PI}、C_{PI} 的依赖性

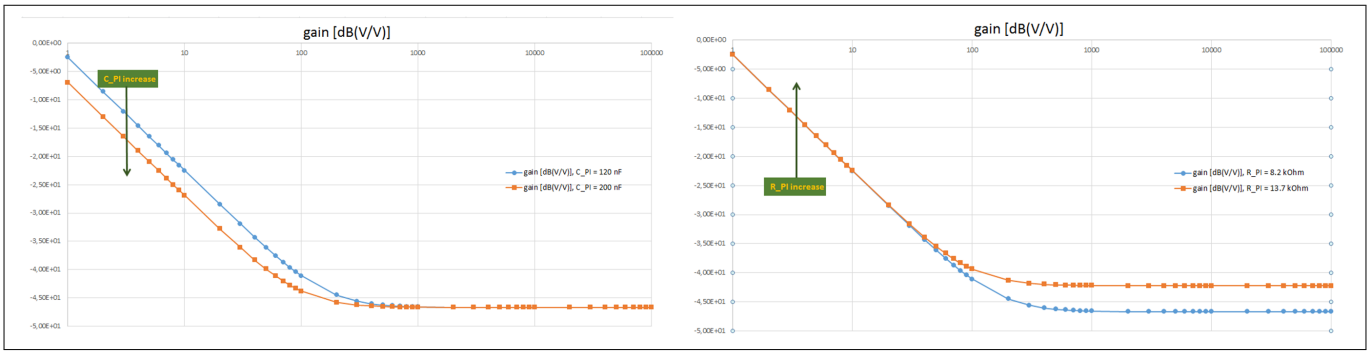


图 13　　增益对 R_{PI}、C_{PI} 的依赖性

R_{OPTO}

对于 R_{OPTO}，最重要的是满足电流传输比的公式，请参见 ***Equation Number***。当满足时，增大 R_{OTPO} 值可以增大稳定性。这会导致增益和交叉频率降低。

2.4.1.3　　I_{OPTO} 配置

本节对 OPTO 电流的要求和配置进行说明。

输出电压 (V_{SEC}, V_{IN+}) 调节是通过流经光耦二极管侧的电流从次级侧反馈到初级 PWM 控制器实现的。

BCR601 内部反馈控制器旨在允许使用一系列光耦，其中涵盖所有可能的电流传输比 (CTR) 范围以及因老化而引起的 CTR 的变化等。

光电流由用作电流接收器的引脚 *OPTO* 生成。

2 BCR601 详细说明

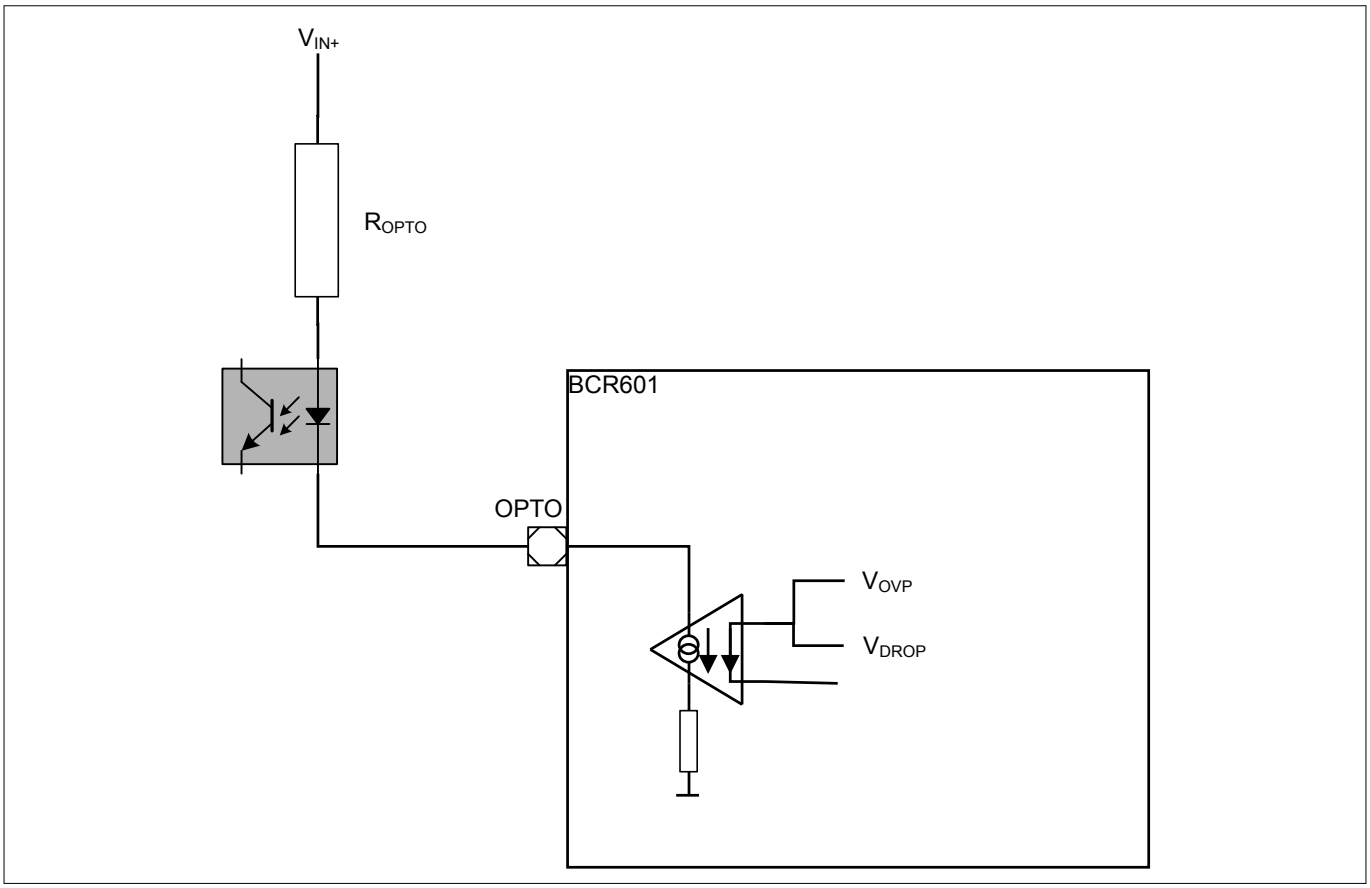


图 14　　光电流电路

与 OPTO 引脚相连的 BCR601 内部的电源包含两个分量：

1. 引脚 *VDROP 处输入信号生成的电流*，
2. 过电压保护 (*OVP*) 生成的电流。

它是电压反馈回路的 PI 控制器的控制输出与过压保护的组合。

对于 PI 控制器，请参阅 ***传递函数和波特图***。

对于过压保护，请参阅 ***过电压保护 (OVP)***。

根据 V_{OVP} 和 V_{DROP}，I_{OPTO} 的范围应在 0 mA 到 2 mA（典型）之间。将引脚 *VDROP* 处的电压与内部参考电压（典型值为 310 mV）比较。将引脚 OVP 的电压与其他内部参考电压 (1.2 V) 比较。（有关最大值、最小值及其范围，请参阅数据表。）要达到整个范围，外部施加在引脚 *OPTO* 上的电压偏移必须至少 3 V。

$$R_{OPTO} < \frac{V_{OPTO,\,supply} - V_{F,\,opto-coupler} - 3V}{I_{FB,\,max}} * CTR_{OPTO,\,min}\left(I_{CFB,\,sys,\,max}\right) \Leftrightarrow R_{OPTO} < \frac{V_{OPTO,\,supply} - V_{F,\,opto-coupler} - 3V}{2\,mA}$$

- $I_{CFB,sys,max}$: 初级侧所需的最大系统相关控制电流
- $I_{FB,max}$：流经初级侧光耦的最大电流取决于使用的控制器。

Equation Number　　**R_{OPTO} 的公式**

2.4.2 LED 电流调节

本节介绍电流反馈回路的配置和优化。

电流调节考虑事项：

- 消除 V_{IN+} 输入信号中的交流纹波；常规的交流纹波是非理想的直流信号，在双线频率上具有交流偏移，
- 保护 LED：
  - 使其免受过热应力，从而显著延长 LED 的使用寿命
  - 使其免受施加在 LED 阵列上的过电压
  - 使 LED 阵列得到短路保护

2.4.2.1 BCR601 以及 Darlington BJT

本节对使用 BJT 时要考虑的因素进行说明。

可以使用具有大电流放大倍数 (h_{FE}) 的 Darlington 晶体管和 BJT，但是电流调节反馈回路可能需要放缓，以补偿其增大的放大倍数。

注: 本节所有内容还适用于具有大 h_{FE} 的标准 BJT。

可以通过减小电流反馈响应来保持电流反馈稳定性，这可以通过在环路的基极、BCR601 的 DRV 引脚以及晶体管的集电极之间连接一个额外的电容来实现。

补救

表 4 列出了一些具有高电流放大倍数的 BJT 和最小电容尺寸，以消除高增益引起的震荡。

图 15 显示了如何放置密勒电容。

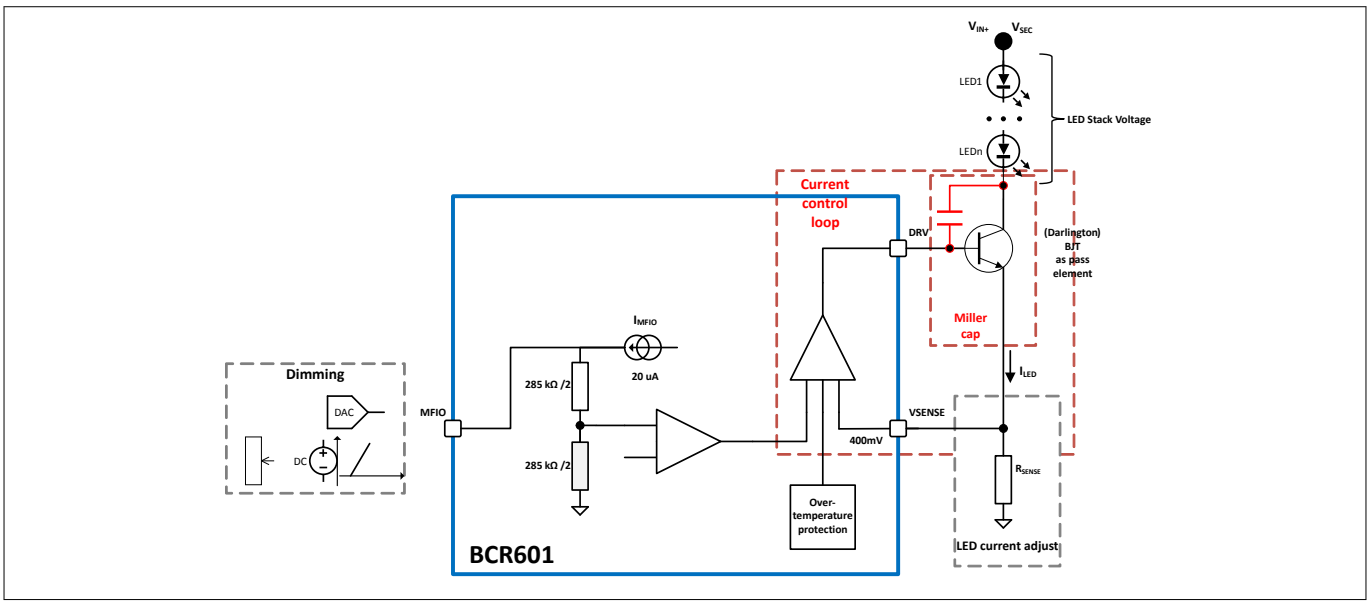


图 15 用于稳定电流控制回路的密勒电容

表 4 200 mA 的系统中不同直流电流增益下的最小密勒电容

BJT	类型	h_{FE}	C [nF]
TIP-122	Darlington	1000	68
NZT7053	Darlington	1000	56

表 4　　200 mA 的系统中不同直流电流增益下的最小密勒电容 (continued)

BJT	类型	h_{FE}	C [nF]
MJF6039	Darlington	2500	100
NZT602	标准	5000	100

注:　　直流电流增益 h_{FE}（依据设备的数据表）。

2.5 BCR601 调整元件选择

本节介绍电力 MOSFET 和 BJT 的要求。

注: 这是一个选择指南。本文从 BCR601 的角度概述了必需的元件参数。

在线性调节系统中，晶体管功耗 (P_{loss}) 传导损耗决定：

- MOSFET 的 V_{DS}*I_{DS}
- BJT 的 V_{CE}*I_C

选择 MOSFET 时应牢记这一点，低 $R_{DS(on)}$ 值是关键规格。

仅在低功率、低 LED 电流 (< 200 mA) 应用中推荐使用 BJT，并且此时成本是关键指标。

2.5.1 MOSFET

本节说明了使用 MOSFET 时的要求。

选择 MOSFET 时需要考虑的主要参数有（根据重要程度排序）

- 安全工作区 (SOA)
- 阈值电压 ($V_{GS(th)}$)
- 最大耗散功率 (P_D)
- $R_{DS(on)}$,
- 连续漏极电流 (I_D)
- 工作结温 (T_J)
- 信号响应特性
- 漏源击穿电压 ($V_{(BR)DSS}$)
- 栅极总电荷 Q_g
- 逻辑电平

*注: 在**表 5** 典型值中，请参阅参考设计。参考设计中配备了英飞凌 OptiMOS™ BSP716N。*

表 5 MOSFET 参数选择

参数	选择标准	范围	BCR601 演示记录
SOA	V_{DS} 和 I_D 的关系必须符合 DC 曲线	请参阅该表格下方的说明	电压 2.8 V（此时电流 500 mA），请参阅 ***图 17***
$V_{GS(th)}$	MOSFET 的阈值电压最高为 4 V	请参阅该表格下方的说明	2 V
P_D	此电压的最大值与目标电流一起设定了所需的 MOSFET 的耗散功率。	> V_{DRAIN}* I_{LED}	1.8 W
$R_{DS(on)}$	$R_{DS(on)}$ 越高，MOSFET 的耗散功率就越大。通常，与输入信号上交流纹波引起的耗散功率相比，$R_{DS(on)}$ 引起的耗散功率可以忽略不计。	< 0.3 Ω	0.18 Ω

表 5　　MOSFET 参数选择 (continued)

参数	选择标准	范围	BCR601 演示记录
I_D	通过应用的目标电流加上余量设置	> I_{LED}+ 10%	2.3 A
T_J	应用程序系统条件加上一定的余量。为了更好地利用过热保护 (OTP) 功能，其应高于 $T_{OTP,on}$	> 140 °C	150 °C
信号响应特性 C_{iss}	通过 $\tau = R_{Gate} * C_{iss}$ 设置。输入电容在电流控制回路中用作集成元件	< 3000 pF	237 pF
$V_{(BR)DSS}$	击穿电压受输入电压限制	> V_{IN+}+10%	75 V
Q_g	调光时，栅极电荷对电流的快速过渡来说很重要	< 60 nC	8.7 nC

$V_{GS(th)}$ 选择

为了安全选择具有适当阈值的 MOSFET：

- $V_{GS(th),max}$ < 4.5 V，
- 必须评估 $V_{GS(th)}$ 的最大值和典型值之间的余量，例如当 $V_{GS(th),max}$ = 1.8 V 而 $V_{GS(th),typical}$ 时，此时的系数为 $\gamma = \frac{V_{GS(th),\ max}}{V_{GS(th),\ typical}}$
- 在 MOSFET 的数据表中，检查典型的转移特性曲线，评估电压值 V_{GS}（对应于您的目标电流 $V_{GS,target,evaluated}$）；请参阅 ***图16***，注意该图显示的典型值，
- 将确定的电压 $V_{GS,I\text{-}target}$ 乘以系数 y，
- 得出的电压值必须满足公式 $V_{GS,\ target,\ max} = \gamma * V_{GS,\ target,\ evaluated} < 4.5\ V$ 。

注:　　通常，使用的MOSFET 的数据表中的最小值和最大值之间的偏差$V_{GS(th)}$ 非常大。而且，它是在极低的漏极电流（例如100 µA 或250 µA）下测量的。

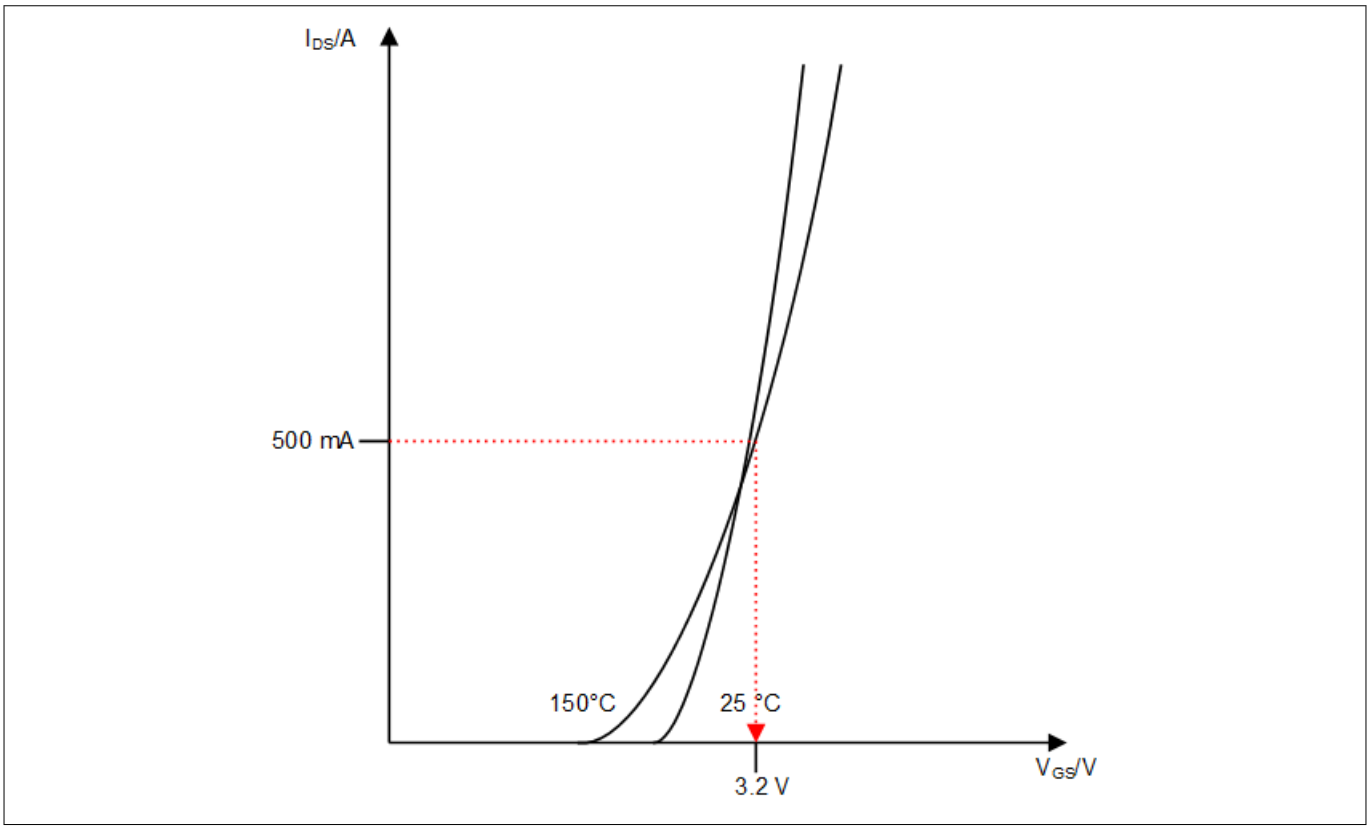


图 16　　典型的转移特性曲线示例

安全工作区 (SOA)

用于线性调节系统的 MOSFET 的 SOA 曲线是确保 MOSFET 满足系统设计要求的重要图表。选择系统中 MOSFET 的工作条件时，请使用最坏情况下的电压 (V_{DS}) 和电流 (I_{LED}, I_{DS}) 工作点。这些可以在 DC 图中找到。要进行优化，请参阅 ***LED 电流调节*** 和 ***功耗优化***。

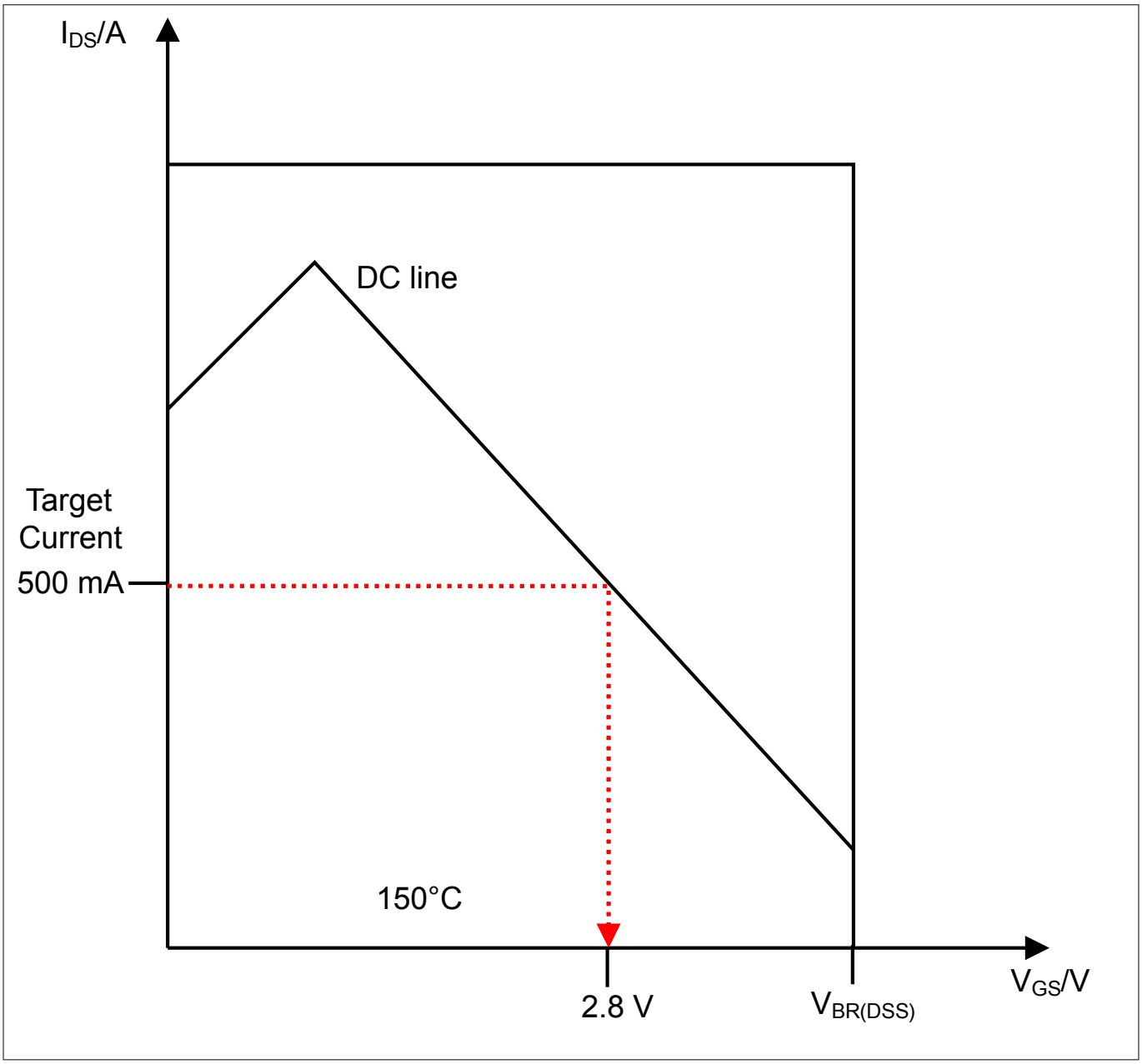


图 17　　MOSFET SOA 的示例

逻辑电平

使用的 MOSFET 应为“逻辑电平”类型。非逻辑电平类型的 MOSFET 需要更高的电平 V_{GS}。使用“逻辑电平”类型的 MOSFET，电流控制更稳定，因为控制器输出具有更大的控制范围。

推荐选用的 MOSFET

该列表给出了推荐选用的 MOSFET。

表 6 推荐选用的 MOSFET

类型	封装	$V_{gs,typ}$	$V_{gs,max}$	V_{gs}（对应的指定 $R_{DS(on),max}$ 值）	V_{DRAIN} = 2 V DC 时，SOA 的最大电流	V_{DRAIN}= 5 V DC 时，SOA 的最大电流
BSP761N	SOT-223	1.4 V	1.8 V	180 mV/4.5V	0.9 A	0.2 A
BSP372N	SOT-223	1.4 V	1.8 V	270 mV/4.5V	0.9 A	0.1 A

2.5.2 BJT

本节对所使用的 BJT 的要求进行说明。

选择时要考虑的主要 BJT 参数有（根据重要程度订购）：

- 直流电流增益
- I_B = 0 时的集电极-发射机击穿电压 ($V_{(BR)CEO}$)
- 集电极-基极的击穿电压 ($V_{(BR)CBO}$)
- 连续集电极电流 (I_C)
- 总功耗 (P_D)
- 工作结温 (T_J)

表 7 BJT 选择参数

参数	选择标准	范围
直流电流增益	必须达到系统的目标电流	$h_{FE} > \frac{I_{target}}{I_{DRV,\ source}}$
$V_{(BR)CEO}$	通过系统配置设置，大于 BCR601 系统的输入电压	> V_{IN+}+10%
$V_{(BR)CBO}$	通过系统配置设置，大于 BCR601 系统的输入电压	> V_{IN+}+10%
I_C	通过应用的目标电流加上余量设置	> I_{target}+ 10%
P_D	正确的电流调节需要剩余的 $V_{Collector}$ 偏移电压。此电压的最大值与目标电流一起设定了所需的 BJT 的功耗。	> $V_{collector}$* I_{LED}
T_J	应用程序系统条件加上一定的余量。为了更好地利用 OVP 保护功能，它应大于 $T_{OTP,on}$	140°C

2.6 BCR601 保护概述和说明

2.6.1 过电压保护 (OVP)

本节介绍如何配置过电压保护。

过电压保护可以保护系统，特别是 BCR601 IC、LED 和晶体管免受过冲输入电压造成的损坏。

过电压保护的反应时间取决于电压调节设备中设定的时间常数。

输入电压的每次过冲都会导致 LED 电流暂时增大。由于时间常数较低以及电流控制的快速反应，通常电压尖脉冲都会被晶体管吸收。这会保护 LED 免受浪涌电流的过冲。因此，对于系统设计来说，还必须考虑系统安全工作区 (SOA)。

电流控制回路的反应时间取决于所用晶体管的容量加上回路中的可选用容量。

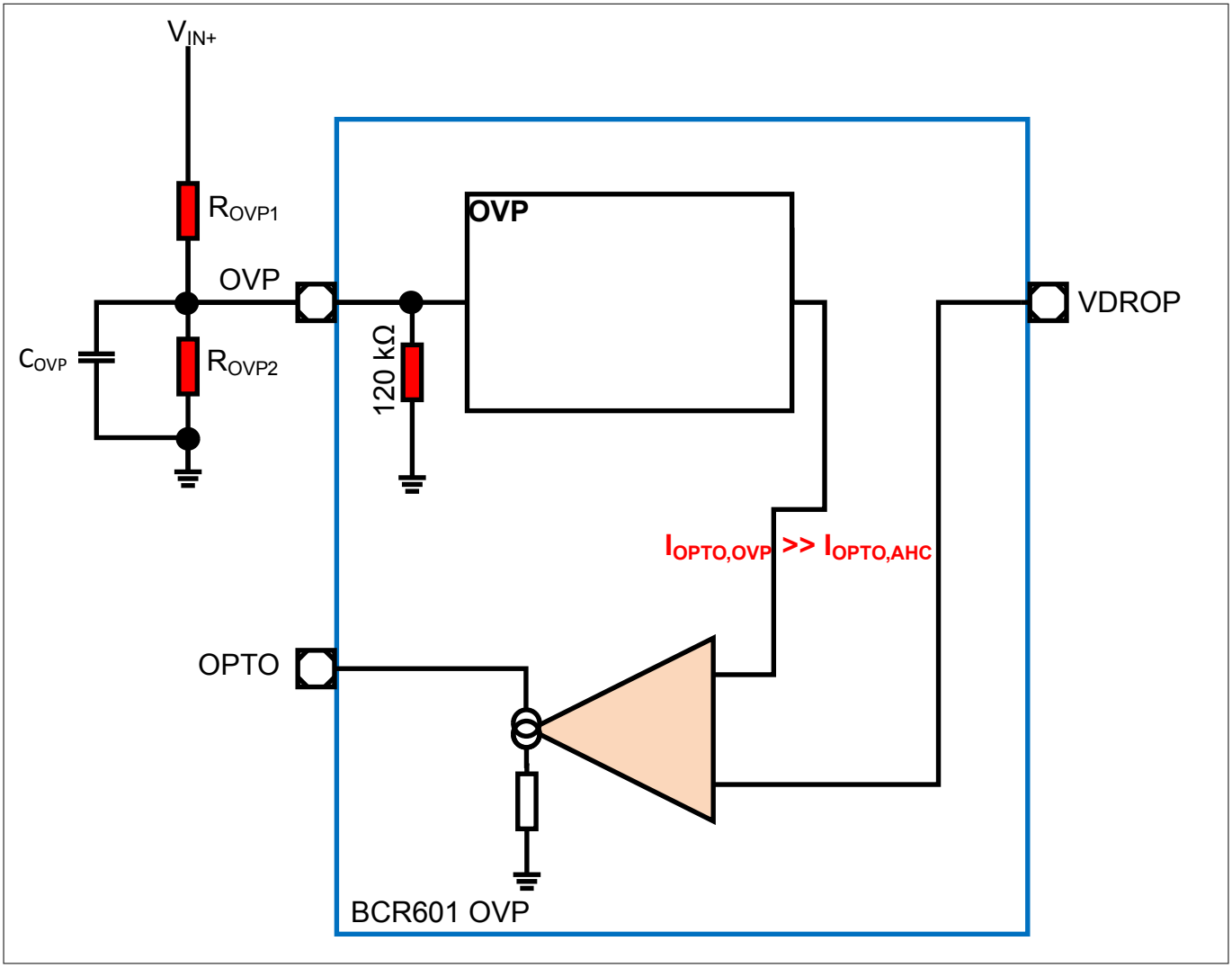


图 18 OVP 对 I_{OPTO} 和配置元件的影响

2.6.1.1 OVP 激活

本节对 OVP 的内部功能进行说明。

如果发生过电压，由引脚 *VDROP* 上的输入确定的电压反馈回路的标准调节将因为过电压保护而被完全更改。引脚 *OPTO* 中接收的光电流急剧增大，进而导致初级侧快速下降。

但是，过电压保护并非由离散阈值确定，而是通过引脚 *OVP* 处的电压范围的激活确定。

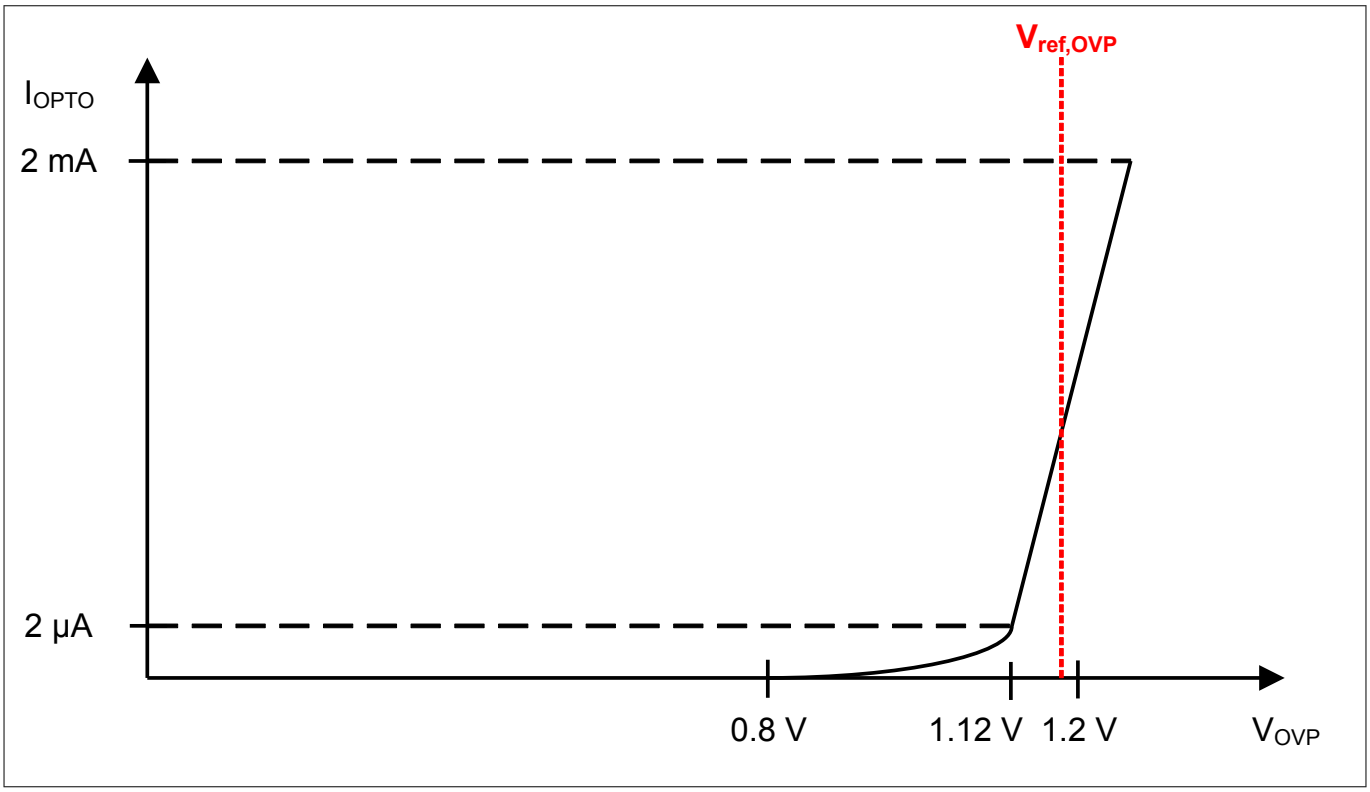


图 19　　过电压保护的激活范围

如果电压 V_{OVP}（引脚 *OVP*）等

- 于 $V_{ref,OVP}$：I_{OPTO} 为 1 mA，
- 大于 $V_{ref,OVP}$：2 mA > I_{OPTO} > 1 mA，
- 小于 $V_{ref,OVP}$：1 mA > I_{OPTO} > 0 mA。

对于引脚 *OVP* 处的输入电压，可以通过分压器完成配置。BCR601 在引脚 *OVP* 处有一个内部电阻，因此可以通过一个或两个外部电阻设置分压器。如果有两个外部电阻，则必须计算由接地内部电阻和接地外部电阻组成的有效电阻。

注:　　接地的内部电阻的典型值被确定为120 kΩ。有关实际值，请参阅BCR601 数据表。

2.6.1.2　　OVP 配置

BCR601 包含 120 kΩ 的内部基极电阻。可使用此电阻独立设置分压器。但是为进行微调，还可能使用外部基极电阻。在这种情况下，必须考虑有效的基极电阻。

$$R_{OVP2,\ eff} = \frac{120k\Omega * R_{OVP2}}{120k\Omega + R_{OVP2}}$$

Equation Number　　**有效的电阻 OVP2**

分压器配置时，必须使其阈值电压高于系统输入电压。通常，选择高于最大电压 5% 到 10% 之间的余量。最大电压为最大直流电压加上交流纹波峰-峰电压。

- $V_{IN,DC,max}$ 是以目标电流操作系统所需的最大输入电压。该电压由 LED 的正向电压确定，该电压通常在启动时最大。因此，必须考虑在启动环境温度下的正向电压，

- $\Delta_{headroom}$ 是超功率系数，定义为在 OVP 触发前可接受，
- $V_{IN,max}$ 是操作 LED 的最大直流电压加上系统中交流纹波的最大值。

注:　　增大输入电容可减小交流纹波。

$$V_{IN,\ OVP} = \left(V_{IN,\ DC,\ max} + V_{AC,\ pp}\right) * \Delta_{headroom} = V_{IN,\ max} * \Delta_{headroom}$$
$$V_{IN,\ max} = \left(\text{max.nr.LEDs}\right) * V_{f,\ LED,\ max} + V_{SENSE} + V_{transistor,\ DS|\ collector\ emmitter} + V_{AC,\ pp}$$

Equation Number　　**过电压触发阈值的输入电压**

$$R_{OVP1} = \frac{V_{IN,\ OVP} - V_{OVP,\ IC}}{V_{OVP,\ IC}} R_{OVP2,\ eff}$$
$$V_{IN,\ OVP} = \left(V_{IN,\ DC,\ max} + V_{AC,\ pp}\right) * \Delta_{headroom} = V_{IN,\ max} * \Delta_{headroom}$$
$$R_{OVP1} = \frac{V_{IN,\ max} * \Delta_{headroom} - 1.12V}{1.12V} * V_{OVP2,\ eff}$$
$$= \frac{\left(\left(\text{max.nr.LEDs}\right) * V_{f,\ LED,\ max} + V_{SENSE} + V_{transistor,\ DS|\ collector\ emmitter} + V_{AC,\ pp}\right) * \Delta_{headroom} - 1.12V}{1.12V}$$
$$* \frac{120\,k\Omega * R_{OVP2}}{120\,k\Omega + R_{OVP2}}$$

Equation Number　　**OVP 配置电阻的要求**

为避免电压尖脉冲无意触发 OVP，建议增加到地面的低通电容 C_{OVP}，并使其尽可能靠近 IC。

2.6.2　过热、热插拔和短路保护

此外，OVP 保护 BCR601 还提供过热保护、热插拔保护以及 LED 短路保护。

为进行过热保护，使用了内部 IC 传感器。此保护无需进行其他配置步骤。过热保护在结温 140°C 时激活。激活后，I_{LED} 降低到三分之一。请参阅数据表。

热插拔保护可以避免 LED 阵列在开启和连接阶段发生尖脉冲和浪涌。此保护无需进行其他配置步骤。只要 V_{SENSE} 低于 8 mV，就会激活热插拔保护。在此期间，I_{LED} 将被限制为 $I_{LED,max}$ 的 4%，方法是将 *VSENSE* 的参考电压从 400 mV 减小到 16 mV。重新连接时，这会保护 LED 灯串免受浪涌电流的影响。

注:　　拆下的LED 灯串电压 V_{DROP} 将会减小到0 V，可通过调整元件放电实现。这会导致电压回路在其设备上的 V_{IN+}，V_{sec} 饱和，具体取决于最大电压。热插拔禁用具有 2 µs 的延迟。主动余量控制的时间常数会超过该时间。因此，在 2 µs 的时间内，调整元件具有的额外功耗 $P_{hp} = (V_{sec,sat} - V_{sec,ahc}) * I_{LED} * 0.04$。禁用热插拔后，再次达到主动余量控制的设定点并且调整元件的额外功耗 $P_{hp,\ max} = (V_{sec,sat} - V_{sec,ahc}) * I_{LED}$。这必须在调整元件的SOA 中加以考虑。

如果一个或多个 LED 发生短路，给定的 LED 电流就不会偏离其设定点。在电压反馈回路的时间常数内，将电压余量减小到有效 LED 的剩余数量。配置反馈电压回路后，配置完成。

2.7 功耗优化

本节介绍如何在考虑发热影响的情况下优化光效率。

功耗优化的方法：

- 交流输入纹波减少

LED 温度补偿通过电流调节自动完成。

2.7.1 交流纹波减小

BCR601 具有独特的功能，可将因次级侧交流纹波引起的导通元件内的功耗最大程度降低。

V_{sec}，V_{IN+} 处的纹波大小由 BCR601 和 AHC 连续监控并调节优化的次级侧电压，以正确调节 LED 阵列并降低调整元件上的功耗。

影响输出纹波的参数与电容 C_{in} 相关：

- 值和
- 容差。

电解电容的容差在 -20% 到 50% 之间。

输入纹波也可以通过大容量电容降低。较小的输入纹波可以直接降低晶体管上的功耗。

LED 驱动器次级侧所用的电解电容可以确定 LED 驱动器交流电压纹波的大小。建议次级侧纹波越小越好，因为这可以直接降低晶体管的功耗。 *图20* 显示了 V_{IN+} 在 BCR601 演示设计的参考配置下的输入纹波。

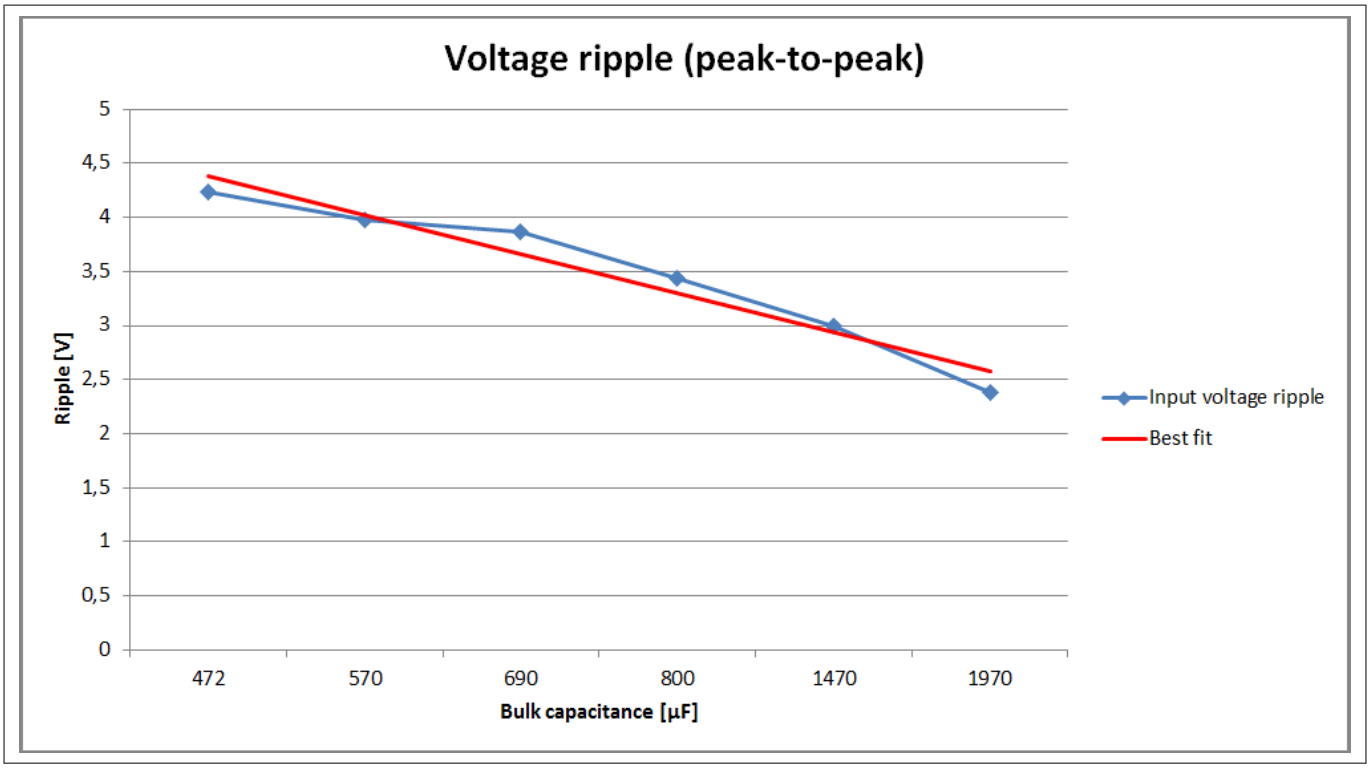


图 20 输入纹波与输入电容的关系

2.8 故障诊断

2.8.1 启动时间

本节对如何优化启动时间进行说明。

启动时间取决于 BCR601 系统的这些外部分量：

- C_{PI}
- R_{PI}
- R_{DROP}

这些分量的数值增大，启动时间就会增大。

无论光耦是使用 V_{SEC}、V_{IN+} 供电还是使用 V_{AUX} 供电，LED 电流都是在输入电压大于 LED 链的最小正向电压后才会开始流动。这可能会在交流线路频率加倍时出现短暂的闪烁，通常会在 250 ms 的时间内消失，具体取决于单个电压回路的响应速度。

2.8.2 因为电压余量不足而导致的电流调节不稳定

本节介绍了由于次级侧输出电压 (V_{SEC}, V_{IN+}) 的电压余量不足而导致的电流调节回路不稳定的影响。

目标是使晶体管上的功耗尽可能低，因此必须使 V_{DRAIN} 尽可能低。

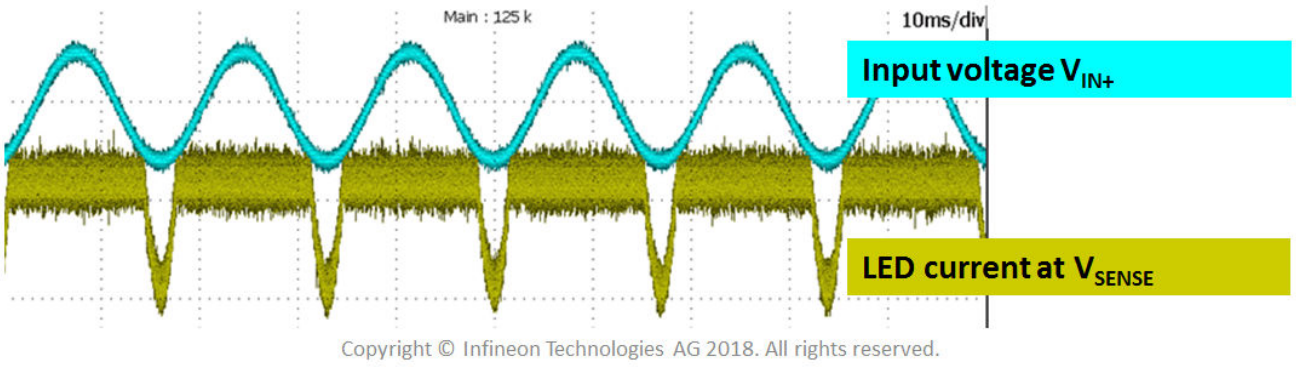
注: 如果正确配置反馈电压回路，就不会出现电流不稳定问题！如果出现此问题，可以通过增大电阻 R_{DROP} 值解决。

注: 将 R_{DROP} 设置到最佳值。一方面，为了使调整原件上的功耗降到最低，就要使该值尽可能低，而另一方面，为了在所有工作条件下获得稳定的电流控制，该值还要足够到。

在平均输入电压加上交流抵消纹波的情况下，R_{DROP} 值过低会导致交流相低压点的电压不足。LED 信号会开始闪烁。

首先会在次级侧电压上看到的交流纹波分量的谷值期间观察到不稳定性，该次级侧电压叠加在直流电压上。如果没有最小余量来进行适当的 LED 电流调节，LED 电流将减小并被视为不稳定。（参见下图，*图 21*。）

因此，交流偏移范围还会定义晶体管两端的最小电压降。交流偏移的峰-峰值越高，晶体管两端所需的平均电压降也越高。



Copyright © Infineon Technologies AG 2018. All rights reserved.

图示

- 蓝色：V_{IN+} - 输入电压，
- 黄色：V_{SENSE} - LED 电流感应。

图 21　　V_{IN+} 值过低引起的部分电流控制损失

根据初级侧的工作情况，欠电压闪烁可能仅在 *MFIO* 调光电平的特定范围内发生。这就是不稳定岛。这些不稳定岛的大小可能不同，具体取决于调光电压是在增大还是在减小。

电压回路的验收测试是在整个调光范围内进行两次调光扫频，一次向上，一次向下。

注:　　初级侧提供的输入信号可能并非始终是正弦信号。还会看到斜坡状信号。在给定 LED 电流下，输入信号的最小值高于 LED 链的最小正向电压非常重要。

为了在地面上实现无闪烁 LED 电流，MOSFET 的最佳晶体管输入电压 V_{DRAIN} 和 BJT 的最佳晶体管输入电压 $V_{collector}$ 分别为：

(1, MOSFET)

$$V_{DRAIN,\ min} = V_{SENSE} + R_{DS,\ on} * I_{LED,\ target}$$
$$V_{DRAIN,\ min} = 400\ mV + R_{DS,\ on} * I_{LED,\ target}$$

(2, BJT)

$$V_{collector,\ min} = V_{SENSE} + V_{CE}$$
$$V_{collector,\ min} = 400\ mV + V_{CE}$$

Equation Number　　最小晶体管输入电压

V_{DRAIN}, $V_{Collector}$ margin

电阻 R_{DROP} 定义了地面上 MOSFET 的漏极电压电平和地面上 BJT 的集电极电压电平。这可以根据 ***Equation Number*** 计算。

$$V_{DRAIN,\ collector} = I_{VDROP,\ typical} * R_{DROP} = 5.5\ \mu A * R_{DROP} + 310\ mV$$

$$V_{DRAIN,\ collector} = I_{LED} * R_{DROP} + \frac{V_{AC,\ pp}}{2} + 400\ mV$$

$$R_{DROP} = \frac{I_{LED} * R_{DS(on)} + \frac{V_{AC,\ pp}}{2} + 90\ mV}{5.5\ \mu A}$$

Equation Number **V_{DRAIN}，$V_{Collector}$ 电压电平**

2.8.3 LED 堆栈震荡

本节介绍在 BCR601 和 LED 堆栈之间的连接线非常长时如何进行稳定。

在 ***图2*** 中的应用图中，将调整元件与电容 C_{DRAIN} 相连。该电容旨在消除采用较长导线进行连接时的寄生电容引起的高频振荡。即使导线非常长，100 nF 的电容也足以抑制振荡了。

3 实施和设计步骤

本节对设计步骤进行说明并给出两个应用示例。

设计步骤：

1. 选择：
   - **a.** LED 类型和数量，如果是 LED 驱动器，则为 LED 的最小数量和最大数量
   - **b.** 目标输出电流
   - **c.** 电源输入电压和功率
   - **d.** 用于线性控制的功率晶体管
2. 选择用于电流控制回路的 *VSENSE* 晶体管。电阻必须满足目标电流要求的功率下降的功率等级。
3. 检查 IC 供电电平 8 V < V_S < 60 V
   - **a.** 计算最高的直流输入电压。最高输入电压假定为元件（特别是 LED）在工作期间可达到的最高正向电压。
   - **b.** 计算系统的最大输出功率，包括初级侧和次级侧。初级侧必须满足次级侧的功率限制。
   - **c.** 检查功率晶体管的发热状况；功率晶体管的加热不得违反系统的峰值发热状况。
   - **d.** 确定输入电容并检查在线路频率下产生的交流纹波
4. OPTO 路径的电源：
   - 单个电源：选择稳压二极管，使 $V_{breakdown,Zener}$ << $V_{IN,CD}$，计算保护电阻 R_{ZENER}。
   - 次级电源，辅助电源：V_{aux} << $V_{IN,DC}$；还可以选择辅助稳压二极管。
5. 定义 OVP 电平
6. 配置电压反馈控制回路
   - **a.** 从 R_{DROP} 开始，使用通过 ***Equation Number*** 计算的值，然后选择下一个较大的标准值，R_{OPTO} 值就可以通过 ***Equation Number*** 推算出来，然后选择 C_{PI} 和 R_{PI} 的下一个较小的标准值和设置（根据 *补偿器波特图对元件的依赖性* 中说明的传递函数）。
   - **b.** 选择闭环交叉频率远小于 100 Hz 时的 C_{PI} 和 R_{PI} 并且 1 Hz 时的闭环增益约为 20 dB
   - **c.** 优化 C_{PI} 和 R_{PI}，直至在所有调光条件下都实现无闪烁操作为止。无闪烁表示 AHC 的增益配置得足够高，因此对于 MOSFET， V_{DS} 始终足够高，而对于 BJT，V_{CE} 始终足够高，从而可以达到要求的目标值。
   - **d.** 如有必要，减小 R_{DROP}，使 V_{DRAIN} 和 $V_{collector}$ 在无交流纹波时满足该公式：
     $V_{DRAIN|\ collector,\ DC}$ ， = V_{SENSE} + $((R_{DS(on)} * I_{target}) \vee V_{CE})$ + $\Delta_{VDRAIN|\ Vcollector,\ margin}$。$V_{DRAIN}$ 和 $Vcollector_{Collector}$ 余量是一种安全余量，其中考虑了 R_{DROP} 的样本变化。通常，将该值设置到 100 mV 以下。该值可以使用 ***Equation Number*** 计算。

在 BCR601 系统中，因为有反馈控制，所以无需调整 V_{IN}。

由于需要优化热功率，因此 R_{OPTO} 不能视为 AHC 反馈电压回路传递函数的自由参数。

通常，光耦的电流传输比 (CTR) 范围很大。因为在所有情况下都必须满足 CTR，所以 R_{OPTP} 不能视为 AHC 反馈电压回路传递函数的自由参数。

有关功率晶体管的功率选择，请参阅 ***BCR601 调整元件选择***。

通常，输入级为 ACDC 级。ACDC 级通常通过 PCF/Flyback 实现，如英飞凌 XDPL8218。通常，输入电压会被交流纹波抵消。该交流纹波可以通过增大输入电容降低，并且必须考虑散热方面的因素。请参阅 *交流纹波减小*。

3.1 使用 OptiMOS™ BSP716N MOSFET 的应用示例

本节以设计光引擎为例，该光引擎能够使用低成本封装 MOSFET 以 500 mA 的电流驱动 12 到 16 个 OSLON LED。

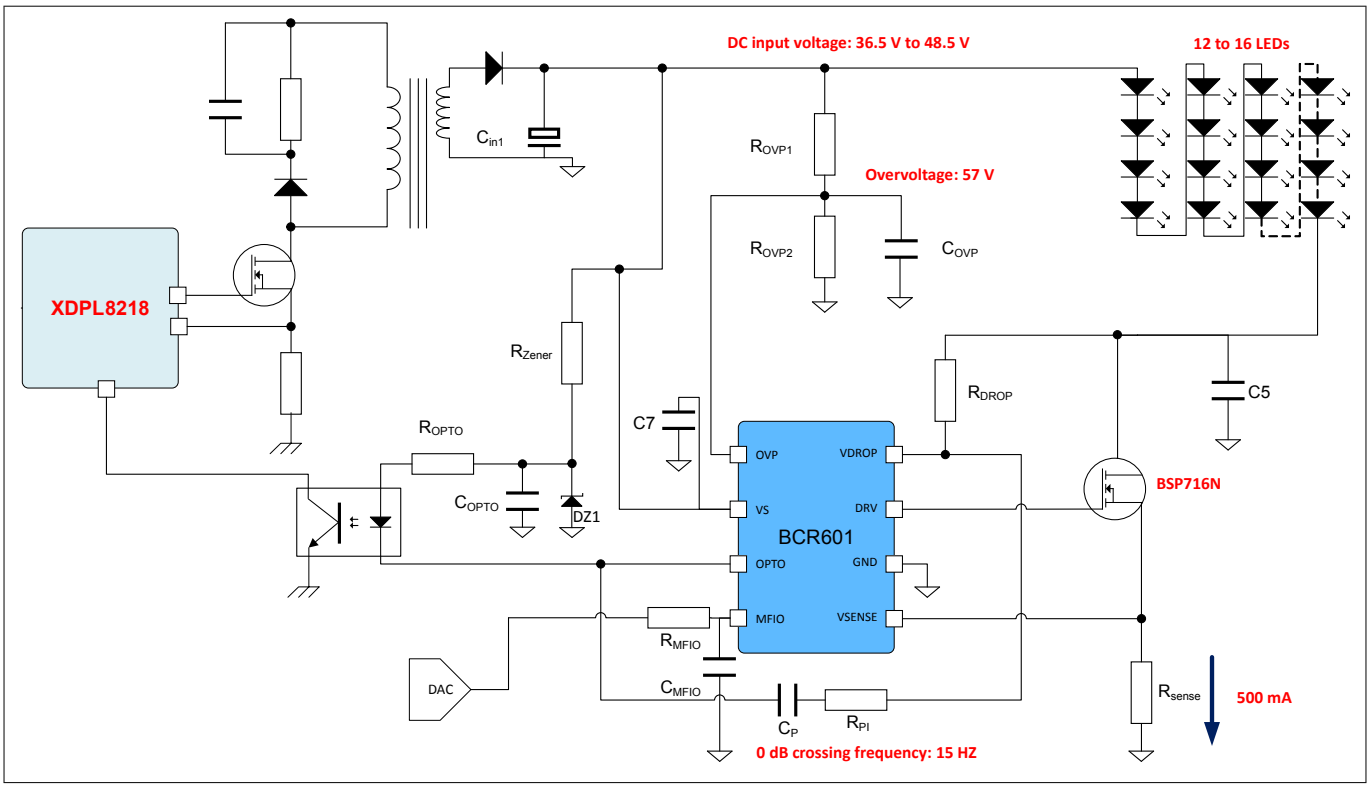


图 22 具有 12 到 16 个 LED 的光引擎，使用 MOSFET BSP716N 以 500 mA 的电流驱动

系统参数：

- 系统中的 LED 数量：12 到 16 个，OSLON Square™ 能够提供高达 1800 mA 的目标电流，
- 电源：初级侧 XDPL8218 Flyback/PFC 40W，
- 功率晶体管：英飞凌 OptiMOS™ BSP716N，
  - $I_{D,max}$ = 2.3 A
  - V_{DS} = 75 V
  - $R_{DS(on)}$ = 0.16 Ω
  - R_{thJA} = 70 K/W
  - 逻辑电平
- I_{target} = 500 mA
  - R_{SENSE} = 400 mV/500 mA = 0.8 Ω
  - 功耗超过 *VSENSE* 电阻：$P = V_{SENSE} * I_{target}$ = 400 mV * 500 mA = 0.2 W
  - 分成两个电阻 R_{11} = 1.3 Ω，R_{12} = 2.2，$R_{VSENSE,\ eff} = \frac{1}{\frac{1}{1.3\Omega} + \frac{1}{2.2\Omega}}$ = 0.82 Ω
- 电压总和：
  - 85°C 时的正向电压：$V_{f,LED}$ = 2.85 V
  - 20°C（室温条件下）时的相对正向电压：$\Delta V_{f,LED}$ = 0.15 V
  - 12 个 LED 上的直流启动电压：$V_{LED,11,DC}$ = 12*(2.85 V + 0.15 V) + 400 mV + 80 mV ($R_{DS(on)}$) = 36.5 V

3 实施和设计步骤

- 16 个 LED 上的直流启动电压：$V_{LED,16,DC}$ = 16*(2.85 V + 0.15 V) + 400 mV + 80 mV ($R_{DS(on)}$) = 48.5 V
- 这样就可以满足 8V 至 60V 之间 IC 的电源电平范围，无需使用功率降低电阻
- 最大直流输出功率：$P_{max,DC,\ 16\ LEDs}$ = 48.5 V * 500 mA = 24.25 W

• 发热极限：
- 输入电容 C_{IN} = 470 µF
- 交流纹波：$V_{AC,pp}$ = 4 V
- BSP71N 的平均功耗：$P_{diss,BSP716N} = I_{LED}*(V_{AC,pp}/2 + \Delta_{V_{DROP}\ margin}) + R_{DS(on)}*I_{target}^2$= 500 mA * (4 V/2 + 50 mV) + 0.16 Ω* 500 mA^2 = 1.065 W
- V_{DRAIN} 余量的理论计算：

$$V_{\text{DRAIN, BSP716}N\text{, headroom}} = V_{\text{DRAIN, BSP716}N} - \left(\frac{V_{\text{AC, pp}}}{2} + V_{\text{DS}} + V_{\text{SENSE}}\right) = 5.5\ \mu\text{A} * 430\ \text{k}\Omega\ +\ 310\ mV$$

$$- \frac{V_{\text{AC, pp}}}{2} - R_{\text{DS(on)}} * I_{\text{LED}} - 400\ \text{mV} = 2.67\ V\ - 2\ V\ - 0.08\ V - 400\ \text{mV} = 190\ \text{mV}$$

- BSP716N 的预期工作温度：$T_{BSP716N} = T_{room} + R_{thJA}*P_{diss,BSP716N}$ = 20°C + 70 K/W*1.065 W = 94°C
- 功耗（包括交流纹波）：$P_{total,\ 16\ LEDs} = P_{max,DC,\ 16\ LEDs} + P_{diss,BSP716N} + P_{VSENSE}$ = 24.25 V + 1.04 W + 500 mA*400 mV = 25.5 W。XDPL8218 的最大输出功率为 40 W，因此，从 12 个到 16 个 OSLON LED 的所有应用都在该限值内。

• OPTO 路径的电源：
- 因为光引擎的最小直流电压值为 36.5V，所以选择 15V 的电压作为 *OPTO* 路径的电源电压。
- 英飞凌 XDPL8218 参考设计提供有 15V 次级电压；该电压可直接使用，有关辅助电源的解决方案，请参阅 ***OPTO 路径的辅助电源电压***。
- 如果次级侧仅使用单个绕组，就选择击穿电压为 8V 的稳压二极管，对于单个电源，请参阅 ***带单个次级电压输出轨的光耦设计***。
- 保护电阻 R_{ZENER}：为了始终能够确保 *OPTO* 电流的最大值为 3.6mA，可以选择该电阻，以便在发生最大压力降的情形下仍能产生 4mA 的电流。$R_{\text{Zener}} = \frac{V_{\text{in, min, 12LED}} - V_{\text{Zener}}}{I_{\text{OPTO}}} = \frac{36.5V - 15V}{4\ \text{mA}} = 5.3\ \text{k}\Omega$。为简单起见，选用 5.1kΩ 的电阻。最坏情况下的功耗为

$$P_{R_{\text{Zener}}} = \frac{(V_{\text{in, }} - V_{\text{Zener}})^2}{R_{\text{Zener}}} = \frac{(56.5\ V - 15\ V)^2}{5.1\ \text{k}\Omega} = 337\ \text{mW}$$

。此类电阻的例子，比如 ROHM 半导体中的 KTR23。

• 光耦：Toshiba TLP383，
- 集电极-发射极电压 V_{CEO} = 80 V
- 输入正向电压 $V_{F,typical}$ = 1.25 V
- 电流传输比 $(I_C/I_F)_{max}$ = 600%
- 最大 R_{OPTO}，依据 ***Equation Number***：$R_{\text{OPTO}} < \frac{V_{\text{OPTO, supply}} - V_{F,\ \text{typical}} - 3V}{2\ \text{mA}} * 0.9 \Rightarrow R_{\text{OPTO}} < 12.7\text{k}\Omega$

• OVP：
- 最大输入电压为：$V_{IN,max,\ 16\ LED} = V_{LED,16,DC} + V_{AC,pp}$= 48.5 V + 4 V = 52.5 V
- 余量为 9% 时，将过电压配置为 57V
- IC 将 OVP 触发电平定义为 1.12V
- R_{OVP2} = 3 kΩ
- $R_{OVP2,eff}$ = 2.93 kΩ
- R_{OVP1}= 146 kΩ

- 为了提高可用性，这些值都被圆整为 R_{OVP1} = 150 kΩ 和 R_{OVP2} = 3.6 kΩ
- 请参阅 ***OVP 配置***，

- 初级侧的配置 AHC 和电压反馈：
  - C_{PI} = 120 nF
  - R_{PI} = 8.2 kΩ
  - R_{OPTO} = 13 kΩ
  - R_{DROP} = 430 kΩ
  - 闭环交叉频率 $f_{0\,dB}$ = 15 Hz
  - 闭环相位裕度大于 95°
  - 亦请参阅 ***补偿器波特图对元件的依赖性***。

3.2 使用 IRFR120N MOSFET 的应用示例

本节以高电流设计为例。

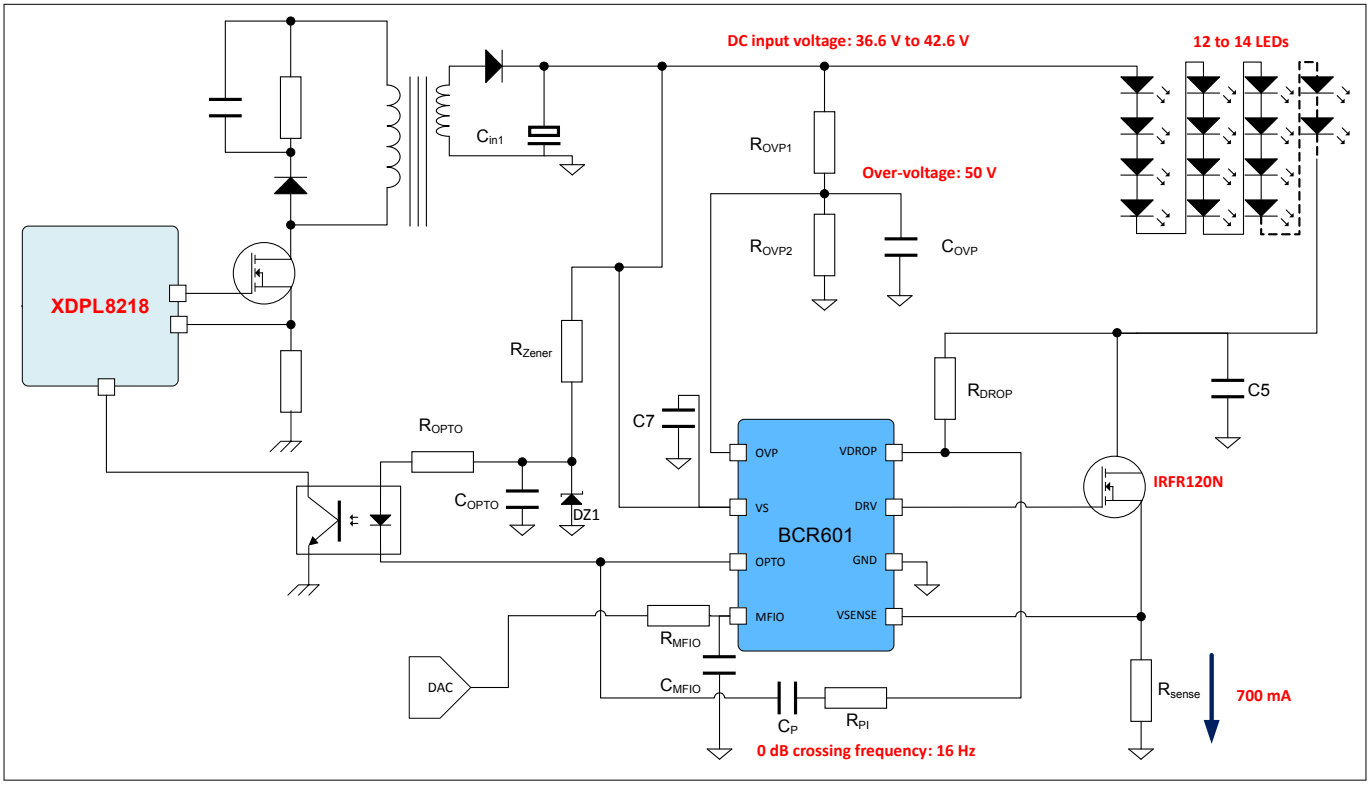


图 23 LED 驱动器，具有 12 到 14 个 LED，使用 MOSFET IRFR120N 以 700mA 的电流驱动

由于采用 DPAK (TO-252) 封装，IRFR120N 具有较低的热阻 R_{thJA}。这样可以获得较高的目标电流，即 700mA。

系统参数：

- 系统中的 LED 数量：12 到 14 个，OSLON Square™ 能够提供高达 1800 mA 的目标电流，
- 电源：初级侧 XDPL8218 Flyback/PFC 40W，
- 功率晶体管：英飞凌 IRFR120N，
  - $I_{D,max,\,T_C\ at\ 100°C}$ = 6.6 A
  - V_{DS} = 100 V

3 实施和设计步骤

- $R_{DS(on),max}$ = 0.21 Ω
- $R_{\Theta JA}$ = 50 K/W

- I_{target} = 700 mA
  - R_{SENSE} = 400 mV/700 mA = 0.574 Ω
  - 功耗超过 *VSENSE* 电阻：$P = V_{SENSE} * I_{target}$ = 400 mV * 700 mA = 280 mW
  - 分成两个电阻 R_{11} = 1.1 Ω，R_{12} = 1.2Ω，$R_{VSENSE,\ eff} = \frac{1}{\frac{1}{1.3\Omega} + \frac{1}{2.2\Omega}} = 0.82\ \Omega$.

- 电压总和：
  - 85°C 时的正向电压：$V_{f,LED}$ = 2.85 V
  - 20°C（室温条件下）时的相对正向电压：$\Delta V_{f,LED}$ = 0.15 V
  - 12 个 LED 上的直流启动电压：$V_{LED,11,DC}$ = 12*(2.85 V + 0.15 V) + 400 mV + 0.15 V ($R_{DS(on)}$) = 36.6 V
  - 14 个 LED 上的直流启动电压：$V_{LED,16,DC}$ = 14*(2.85 V + 0.15 V) + 400 mV + 0.15 V ($R_{DS(on)}$) = 42.6 V
  - 这样就可以满足 8V 至 60V 之间 IC 的电源电平范围，无需使用功率降低电阻
  - 最大直流输出功率：$P_{max,DC,\ 16\ LEDs}$ = 42.6 V * 700 mA = 29.8 W
- 发热极限：
  - 输入电容 C_{IN} = 800 µF
  - 交流纹波：$V_{AC,pp}$ = 3.2 V
  - IRFR120N 的平均功耗：$P_{diss,IRFR120N} = I_{LED} * (V_{AC,pp}/2 + \Delta_{V_{DROP}\ margin}) + R_{DS(on)} * I_{target}^2$ = 700 mA * (3.2 V/2 + 50 mV) + 0.21 Ω* 700 mA^2 = 1.302 W
  - V_{DRAIN} 余量的理论计算：

    $V_{DRAIN,\ IRFR120N,\ headroom} = V_{DRAIN,\ IRFR120N} - \left(\frac{V_{AC,\ pp}}{2} + V_{DS} + V_{SENSE}\right)$ = 5.5 µA * 360 kΩ + 310 mV

    $- \frac{V_{AC,\ pp}}{2} - R_{DS(on)} * I_{LED} -$ 400 mV = 1.98 V − 1.6 V − 0.15 V − 90 mV = 140 mV
  - IRFR120N 的预期工作温度：$T_{IRFR120N} = T_{room} + R\Theta_{JA} * P_{diss,IRFR120N}$ = 20°C + 50 K/W*1.302 W = 85.1°C
  - 功耗（包括交流纹波）：$P_{total,\ 14\ LEDs} = P_{max,DC,\ 16\ LEDs} + P_{diss,IRFR120N} + P_{VSENSE}$ = 29.8 W + 1.29 W + 700 mA * 400 mW = 31.37 W。XDPL8218 的最大输出功率为 40 W，因此，从 12 个到 14 个 OSLON LED 的所有应用都在该限值内。
- OPTO 路径的电源：
  - 因为 LED 驱动器的最小直流电压值为 36.6 V，所以选择 15V 的电压作为 *OPTO* 路径的电源电压
  - 英飞凌 XDPL8218 参考设计提供有 15V 次级电压；该电压可直接使用，有关辅助电源的解决方案，请参阅 ***OPTO 路径的 辅助电源电压***
  - 如果次级侧仅使用单个绕组，就选择击穿电压为 15 V 的稳压二极管，对于单个电源，请参阅 ***带单个次级电压输出轨的光耦设计***
  - 保护电阻 R_{ZENER}：为了始终能够确保 *OPTO* 电流的最大值为 3.6mA，可以选择该电阻，以便在发生最大压力降的情形下仍能产生 4mA 的电流。$R_{Zener} = \frac{V_{in,\ min,\ 12LED} - V_{Zener}}{I_{OPTO}} = \frac{36.6V - 15V}{2\ mA}$ = 10.8 kΩ。为简单起见，选用 10kΩ 的电阻。最坏情况下的功耗为。

    $P_{R_{Zener}} = \frac{(V_{in,\ max,\ 16LED} - V_{Zener})^2}{R_{Zener}} = \frac{(56.5\ V - 15\ V)^2}{10\ k\Omega}$ = 76 mW
- 光耦：Vishay CNY17，
  - 集电极-发射极电压 V_{CEO} = 70 V
  - 输入正向电压 $V_{F,typical}$ = 1.39 V

3 实施和设计步骤

  - 电流传输比 $(I_C/I_F)_{max}$ = 320%
  - 最大 R_{OPTO}，依据 ***Equation Number***： $R_{OPTO} < \frac{V_{OPTO,\ supply} - V_{F,\ typical} - 3V}{2\ mA} \Rightarrow R_{OPTO} < 19\ k\Omega$

- OVP：
  - 最大输入电压为：$V_{IN,max,\ 16\ LED} = V_{LED,14,DC} + V_{AC,pp}$= 42.6 V + 3.2 V = 45.8 V
  - 余量为 9% 时，将过电压配置为 50V
  - IC 将 OVP 触发电平定义为 1.12V
  - R_{OVP2} = 3 kΩ
  - $R_{OVP2,eff}$ = 2.93 kΩ
  - R_{OVP1} = 131 kΩ
  - 为了提高可用性，这些值都被圆整为 R_{OVP1} = 130 kΩ 和 R_{OVP2} = 3 kΩ
  - 请参阅 ***OVP 配置***
- 初级侧的配置主动余量控制和电压反馈：
  - C_{PI} = 100 nF
  - R_{PI} = 20 kΩ
  - R_{OPTO} = 16 kΩ
  - R_{DROP} = 360 kΩ
  - 闭环交叉频率 $f_{0\ dB}$ = 16 Hz
  - 闭环相位裕度大于 100°
  - 亦请参阅 ***补偿器波特图对元件的依赖性***

4 参考文献

1. Jürgen Helmschmidt，BCR601 工程技术报告，英飞凌科技，2018 年慕尼黑
2. Jürgen Helmschmidt，BCR601 数据表，英飞凌科技，2018 年慕尼黑
3. BCR601 应用电路板示意图与印刷电路板，英飞凌科技，2018 年慕尼黑。

Trademarks

All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2019-12-09

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2019 Infineon Technologies AG

All Rights Reserved.

Do you have a question about any aspect of this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference
IFX-jdt1525428100642

IMPORTANT NOTICE

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics (“Beschaffenheitsgarantie”).

With respect to any examples, hints or any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the product, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

In addition, any information given in this document is subject to customer’s compliance with its obligations stated in this document and any applicable legal requirements, norms and standards concerning customer’s products and any use of the product of Infineon Technologies in customer’s applications.

The data contained in this document is exclusively intended for technically trained staff. It is the responsibility of customer’s technical departments to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product information given in this document with respect to such application.

WARNINGS

Due to technical requirements products may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies office.

Except as otherwise explicitly approved by Infineon Technologies in a written document signed by authorized representatives of Infineon Technologies, Infineon Technologies’ products may not be used in any applications where a failure of the product or any consequences of the use thereof can reasonably be expected to result in personal injury