AN1978

面向汽车应用的 SEPIC LED 驱动器演示板

作者： *Kristine Angelica Sumague*
Mark Pallones，
Franz Thalheimer
Microchip Technology Inc.

简介

本应用笔记介绍了面向汽车应用而开发的LED驱动器解决方案电路。Microchip PIC16F1769 8位单片机具有灵活的控制功能，让 LED 驱动器可以维持恒定的 LED 电流，提供增强的调光性能，延长LED的使用寿命以及增加安全特性。

由于PIC16F1769采用独立于内核的外设 （CIP），从而使得LED驱动器的驱动能够以固定频率连续传导模式工作并使用峰值电流模式控制调节LED电流。

本设计中所使用的独立于内核的外设和片上外设包括：

- 互补输出发生器 （COG）
- 比较器 （CWP）
- 可编程斜坡发生器 （PRG）
- 运算放大器 （OPA）
- 数据信号调制器 （DSM）
- 固定参考电压 （FVR）
- 数模转换器 （DAC）
- 定时器 （TMR）
- 脉宽调制 （PWM）
- 捕捉比较PWM （CCP）
- 模数转换器 （ADC）

这些独立于内核的外设与其他片上外设结合使用，可以独立执行多种功能，将内核干扰降至最低还可以改善系统性能来缩短响应时间，释放内核执行其他任务。因为SEPIC驱动由PIC®单片机CIP控制，所以电流调节完全自动完成，无任何软件开销，而且保护功能也能够独立执行其任务。

本应用笔记中介绍的解决方案具有以下性能规范和主要功能 （见表1）。

表1： 性能规范

符号	参数	最小值	典型值	最大值
V_{IN}	工作输入电压范围	6V	30V	48V
V_{OUT}	LED串电压	3V		50V
I_{LED}	LED串平均电流	100 mA	350 mA	400 mA
h	12 V_{IN}时的效能，完全调光		82%	
F_{SW}	开关频率		350 kHz	
V_{UVLO}	输入欠压锁定阈值	6V	—	7.5V
V_{OVLO}	输入过压锁定阈值	23V	—	24V
V_{OOVP}	输出过压保护阈值		34V	
LED_{OTW}	LED温度警告	90°C	—	100°C
LED_{OTP}	LED温度保护	90°C	—	124°C

主要特性

- 全补偿高带宽峰值电流控制
- PWM调光控制
- 瞬时和预留输入电压保护
- 输入欠压和过压保护
- 输出过压保护
- 短路保护
- 过温保护
- 故障输出指示器
- 自动BIN （亮度系数）检测

© 2017 Microchip Technology Inc.

SEPIC转换器

本应用笔记中所使用的LED驱动器的驱动基于单端初级电感转换器（SEPIC）。这种混合直流/直流转换器拓扑是一个面向汽车应用的LED驱动器解决方案，由于SEPIC即使在输入电压低于或高于输出电压时也能提供稳定的输出电压，同时还能提供一个非反向输出，其参考与其输入相同的接地电位，所以此解决方案很具有吸引力。如果汽车电源电压在冷起动期间降至LED电压以下，或者在负载突降期间上升至LED电压以上，SEPIC可维持LED电流恒定。

在本应用中，SEPIC的另一个优势是能够在处理其输出出现的持续短路状况时不损耗功率，不产生部件应力，也不发生过热，因为耦合电容Cc（图1）会在主开关Q5未工作时默认将输入和输出准隔离。

工作原理

图1：　SEPIC LED驱动器简化原理图

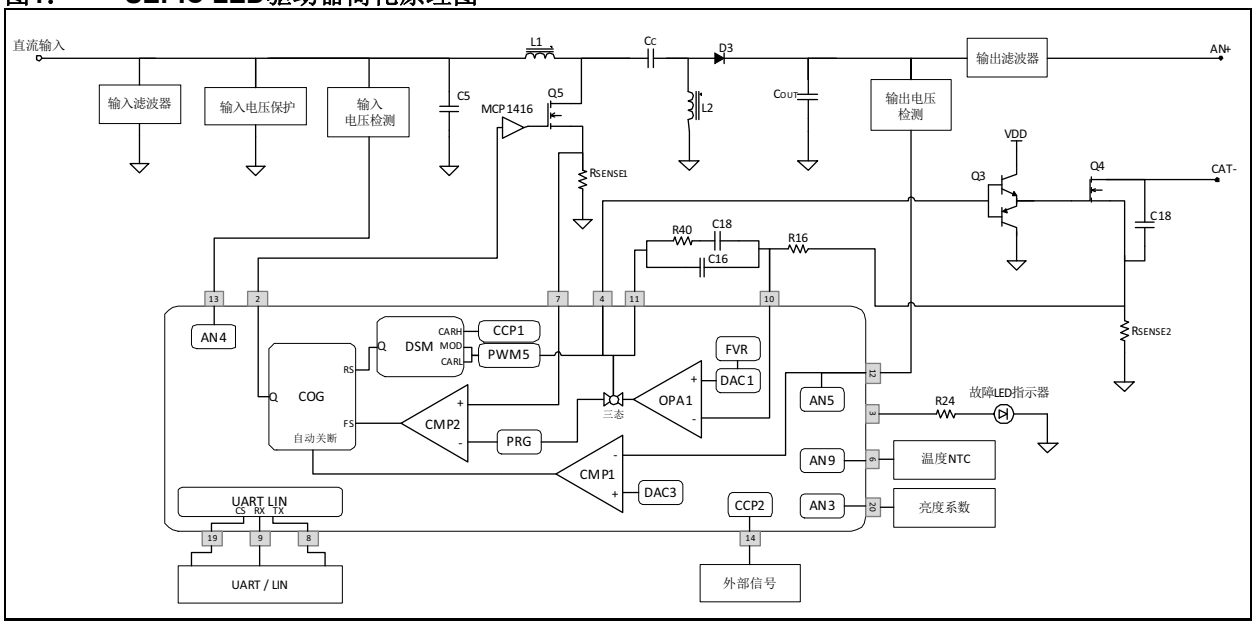
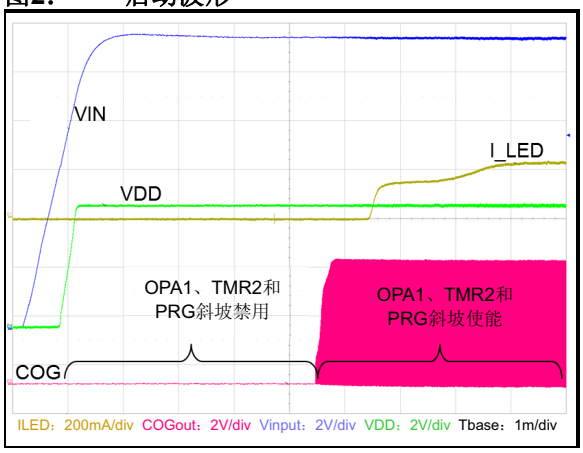


图1所示为LED驱动器的简化原理图。PIC16F1769单片机利用其片上外设控制整个电路。LED驱动器的主要功能是无论汽车电源和LED等效电阻如何变化，都能保持转换器输出电流或LED电流恒定。LED驱动器提供的恒定电流可维持LED的色温。

© 2017 Microchip Technology Inc.

在LED驱动器的输入端应用直流正电压初始化电路启动时， PIC16F1769的VDD电压将会增加。（**附录A：“使用入门”**中讨论了确保LED驱动器演示板正常工作的设置。）当VDD足够高 （通常为单片机的最小VDD）且单片机的时钟频率稳定时，FVR、DAC、CMP、COG、定时器、PWM、CCP、OPA1、ADC、EUSART、PRG和DSM外设将初始化并连接在一起。初始化后，仍会禁用OPA1和TMR2，且不会启动PRG斜坡。固件会在启用OPA1、TMR2和PRG斜坡之前初始化故障保护阈值、转换器状态和值以及分选级别。启用外设并解决故障阈值后， DSM和CMP2会提供一个输出触发COG的上升和下降信号源。COG提供一个PWM信号，驱动MCP1416 MOSFET驱动器的输入重复导通/关断Q5。请参见图2了解COG在启动期间的输出时序。

图2： 启动波形



如之前所述， LED驱动器基于SEPIC转换器拓扑，以连续传导模式工作。与其他转换器拓扑一样， SEPIC在连续传导模式下会假定每个开关周期在稳定状态条件下有两种状态。处于导通状态时，COG输出为高电平且Q5导通；处于关断状态时， COG输出为低电平且Q5关断。

处于导通状态时，输入电压为电感L1充电，而耦合电容CC为L2充电。输出二极管D3反向偏置，并保留COUT为负载电流供电。处于此状态时，L1与L2上的电压分别由公式1和公式2定义。

公式1： 导通状态期间L1上的电压

$$V_{L1ON} = V_{IN}$$

公式2： 导通状态期间L2上的电压

$$V_{L2ON} = V_{Cc}$$

在关断状态期间，VIN为CC再次充电。L1和L2中的蓄能在为COUT再次充电过程中会强制电流流经D1，再流过输出。在此状态时，公式3和公式4分别代表L1和L2上的电压。

公式3： 关断状态期间L1上的电压

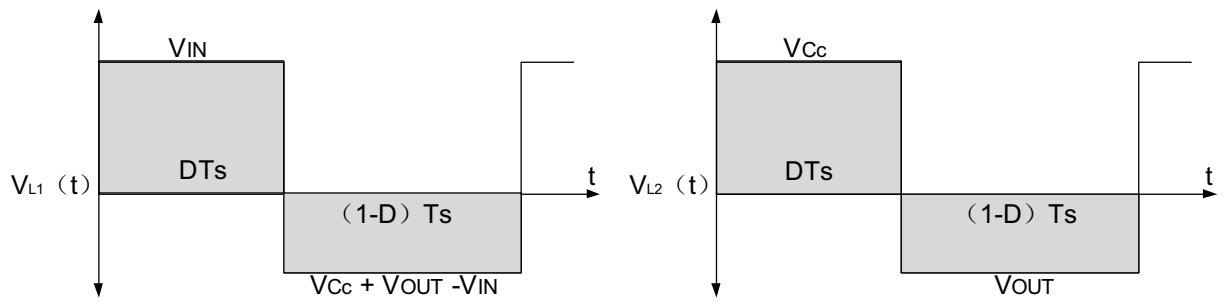
$$V_{L1OFF} = V_{CC} + V_{OUT} - V_{IN}$$

公式4： 关断状态期间L2上的电压

$$V_{L2OFF} = V_{OUT}$$

要达到转换器的稳定状态条件，净电感电压必须为零。否则，电感电流幅度会持续增加，直至发生电感饱和。要确保电感上的平均电压为零，必须满足电感上的伏秒平衡。图3所示为电感L1和L2上的伏秒平衡，其中导通状态期间的面积（伏秒）等于关断状态期间的面积。在此条件下，电感电压下所生成的总面积等于零。L1和L2上的伏秒平衡也可分别由公式5和公式6表示。

图3：　电感伏秒平衡



注：　D表示主开关Q5导通期间和关断期间之间的占空比；Ts表示开关周期。

公式5：　L1伏秒平衡公式

$$V_{IN}DTs = (V_{CC} + V_{OUT} - V_{IN})x(1-D)Ts$$

公式6：　L2伏秒平衡公式

$$V_{CC}DTs = V_{OUT}x(1-D)Ts$$

使用公式5和公式6，可以求解Cc（Vcc）上的电压（见公式7和公式8）。

公式7：　基于L1伏秒平衡的Vcc公式

$$V_{Cc} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}(1-D)}{(1-D)}$$

公式8：　基于L2伏秒平衡的Vcc公式

$$V_{Cc} = \frac{V_{OUT}(1-D)}{D}$$

在一个开关周期内，由于Vcc在每两个不同时间间隔期间是相同的，公式7可能等于公式8。因此可以获取SEPIC转换器在连续模式下的电压转换率（见公式9）。

公式9：　电压转换关系式

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D}$$

注：　在SEPIC中使用两个单独电感时，甚至使用一个耦合电感时，公式9均成立。电感的磁耦合不会更改SEPIC的电压转换率。

注：　这些公式为近似值，不能反映真实信号波形。

在此应用中，由于LED作为负载使用，公式9中的VOUT也会产生LED电流ILED和LED串的总动态电阻RL。使用此关系式替换VOUT并求解ILED时，公式9等于公式10。

公式10：　LED电流

$$I_{LED} = \frac{V_{IN} \times D}{R_L(1-D)}$$

公式10显示ILED是VIN、RL与D的函数。此结果很重要，因为其显示ILED如何取决于VIN、RL和D；相反地，D又可以如何基于VIN和RL进行控制，以维持ILED恒定不变。

© 2017 Microchip Technology Inc.

通过调整COG的PWM输出的占空比，可以控制D值。CCP1提供固定频率脉冲，由PWM5通过DSM进行调制，可以在本LED驱动器设计中实现增强调光技术。DSM发出的调制输出信号触发COG PWM的上升沿，而比较器C2的输出则触发COG PWM输出的下降沿。实际上，DSM载波输入（CCP1）确定Q5的开关周期，而C2输出则确定Q5开关占空比。CCP1开关周期可使用公式11计算， C2输出由反馈电路设置

公式11： Q5开关周期

$$T_S = (PR2 + 1) \times 4 \times T_{OSC} \times TMR2\ 预分频值$$

其中：PR2是TMR2计数器的限值

TOSC是示波器频率的倒数 （1/FOSC）

TMR2预分频值是TMR2增量前的计时器倍数

图4： 反馈回路

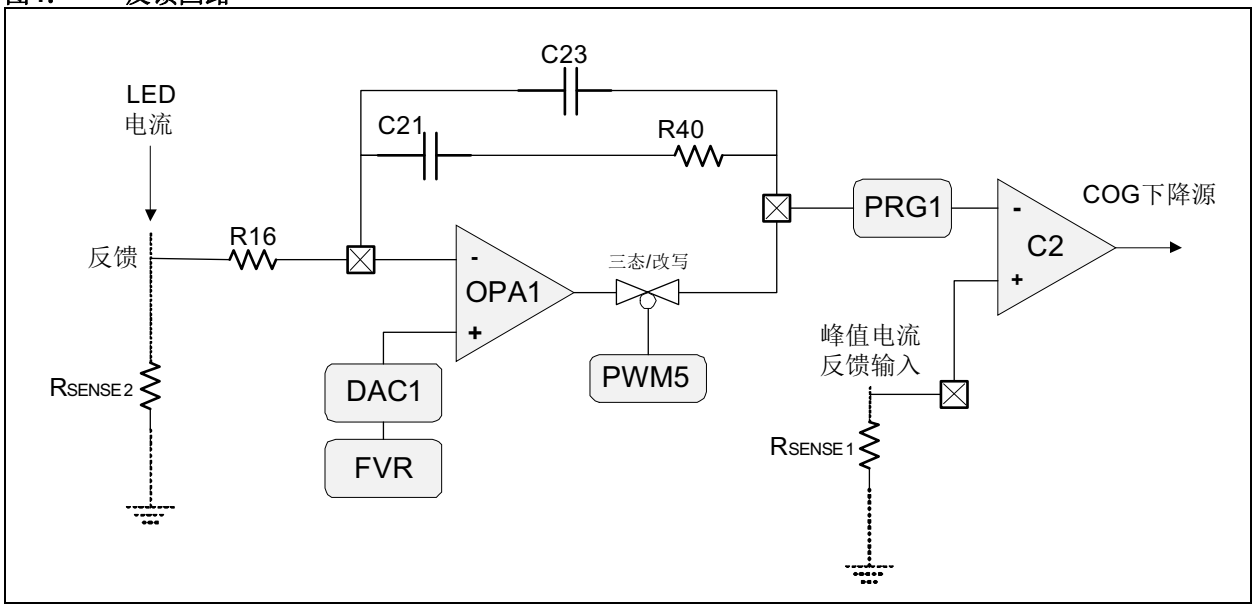
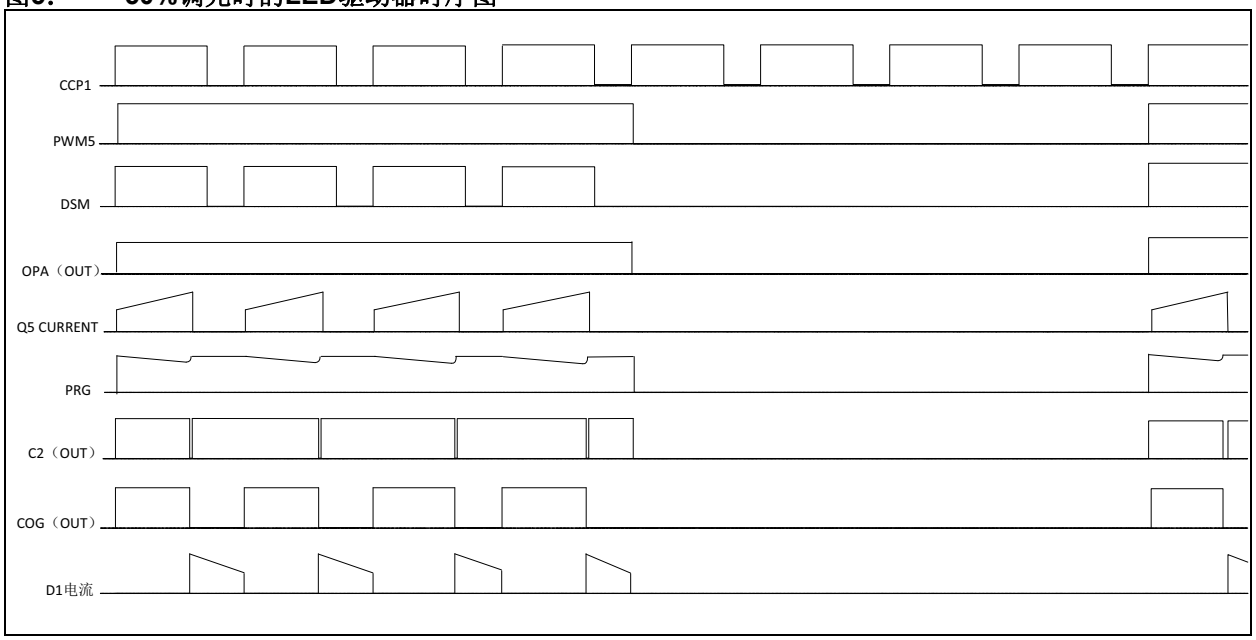


图4说明基于峰值电流模式控制技术的Type II补偿器网络反馈电路。反馈电路由峰值电流控制环和平均电流控制环组成。在峰值电流控制环中，电流通过RSENSE1转换为电压，并应用至C2的非反向输入。同样，在平均电流控制环中，LED电流通过RSENSE2转换为电压，并被OPA用作其反向输入的信号源。 RSENSE2电压 （VSENSE2）与FVR所提供的参考电压进行比较，FVR可以通过DAC进一步缩小。该参考电压根据所需的LED恒流进行选择。VSENSE2 与参考电压之差由 OPAV 误差放大器增益放大。此增益由外部补偿网络的值进行设置，该补偿网络由电阻R16和R40以及电容C21和C23组成。 OPA误差放大器通过PWM5启用并转换为三态，以消除LED调光期间发生的高峰值电流。为说明OPA三态化的重要性，将在 **“PWM LED调光”**中进行详细讨论。

放大电压误差由PRG中的衰减斜坡进行补偿，以避免占空比接近或高于50%时发生子谐波振荡。有关PRG斜坡补偿模式的更多信息，请参考技术简报 “*可编程斜坡发生器*”（DS90003140）。斜坡补偿电压被C2用作反向输入。C2会比较峰值电流环中RSENSE1上的电压与平均电流环中的斜坡补偿电压。尽管RSENSE1电压低于斜坡补偿电压，但C2输出仍保持高电平。因为COG仍未检测到下降事件， COG输出的占空比会不断增加。RSENSE1电压达到斜坡补偿电压后， C2输出变低，而COG输出的占空比会终止。以上说明反馈电路如何确定对输入电压的响应以及输出电流如何变化才能维持LED电流恒定。电感电流信号会与放大转换输出电流误差进行比较。为直观地说明在维持LED电流恒定时LED驱动器的控制工作情况，图5中提供了时序图。

© 2017 Microchip Technology Inc.

图5：　　50%调光时的LED驱动器时序图



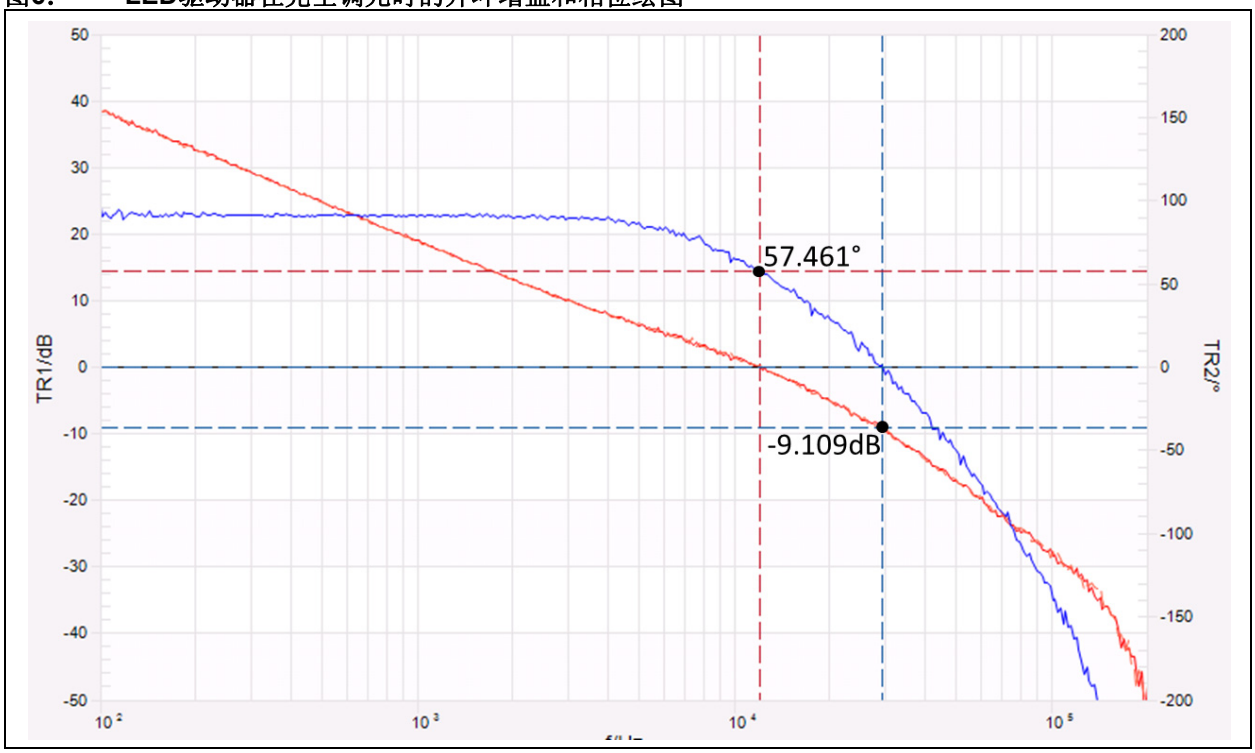
反馈稳定性

通过实施反馈电路自动调整占空比，构成一个闭环系统。闭环系统要求在所有规定工作条件下具有足够的带宽和稳定的工作状态。根据这些要求选择误差放大器外部补偿网络的值。

为验证带宽以及工作是否稳定，通常会在闭环系统中执行开环增益/相位测量，以确定相位和增益裕度。图6所示为LED驱动器的相位和增益绘图。（请参考**附录C：“波特图测量设置”**了解增益和相位测量设置）。

© 2017 Microchip Technology Inc.

图6： LED驱动器在完全调光时的开环增益和相位绘图



LED驱动器保护功能

为防止驱动器因异常输入和输出状况而发生故障，在设计中实施以下保护功能。

欠压锁定 （UVLO）

为LED驱动器设计一个特定的最小输入电压阈值。超出此阈值电压范围，将无法确保LED 驱动器的正常工作。为避免LED驱动器超出阈值输入电压范围工作，在固件中规定了LED驱动器的工作输入电压范围。

输入电压通过电阻 R31 上的电压进行监视。该电压由 ADC 进行采样并转换，转换结果将与固件中设置的UVLO限值进行比较。

UVLO设置为6.0V，滞后电压带为1.5V。滞后电压确保LED驱动器在接近UVLO设置点时不会间歇导通和关断，并确保在峰峰值输入电压超过预期噪声和纹波时能够平滑过渡。当输入电压低于6.0V时，将会终止COG、PWM5和CCP输出并激活故障检测。当电压输入再次增加时，必须达到7.5V才能再次启用LED驱动器。

过压锁定 （OVLO）

OVLO 检测方法非常类似于 UVLO，除非将限值设置为 LED 驱动器的最大工作输入电压。 OVLO 限值设置为 24V，滞后电压带为 1V。当输入电压超过 24V 的 OVLO 限值时，将会终止COG、PWM5和CCP输出并激活故障检测。输入电压等于或低于23V时， LED驱动器将再次启用。

与UVLO限值一样，OVLO限值也可在固件中进行设置。这正是在本应用中使用单片机的优势之一。在固件中可以更改任何限值，非常简单，无需再更改外部组件。

输入电压保护

运用输入电压保护电路保护LED驱动器，使其免受反向极性输入电压和高输入瞬时电压的影响。在系统安装期间意外交换接地和正轨时，通常会出现反向极性电压。在图7中所示的输入电压保护电路中，当为LED驱动器供应负电压时， P-MOSFET Q1的体二极管会阻止负输入电压， Q1将被阻止传导 （见图8）。

© 2017 Microchip Technology Inc.

如果反向极性保护使用一个简单的二极管，将会更加简单经济。但是，在应用正输入电压的正常工作期间，二极管也会消耗过高的功率。相比之下，使用P-MOSFET时，传导时的漏源压降比二极管的压降低得多，因此会降低功耗。

除反向极性外，输入保护电路还保护LED驱动器免受快速高电压瞬变的影响。要实现此保护，需要在输入线路和地线上采用双向瞬时电压抑制二极管D1。当正或负应用电压超过其雪崩电势时，器件会将过多的电流分流到地线。因此将会吸收瞬时能量并阻止通过LED驱动器电路。过压流走后，器件会自动复位。

在移除输入电压的情况下，输入滤波器电容上的蓄能需要放电，以避免电容的电压重新供给输入电压源。为此，需要实施PNP晶体管Q2。

在正常工作条件下，由于Q2发射极电压低于集电极和基极电压，Q2会停止传感。移除输入电压后，Q2会传感，并将Q1源级连接至地线。现在将输入滤波器电容上的蓄能被放电到电阻R2，就不会影响输入电压源了。

图7：　　输入电压保护

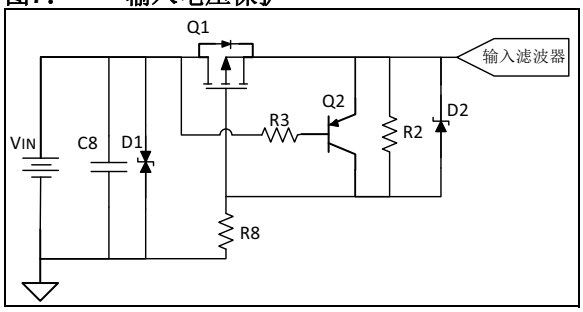
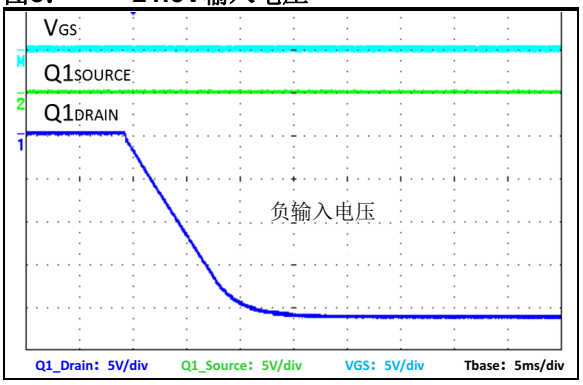


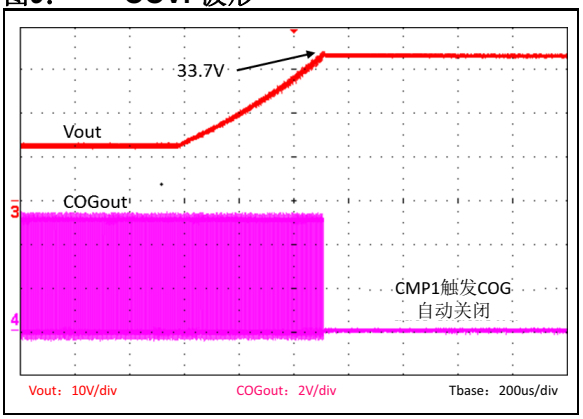
图8：　　-21.5V输入电压



输出过压保护 （OOVP）

当LED负载意外移除时或者当LED串中的一个LED无法打开时，反馈回路会断开且输出电压会陡然上升。过高输出电压会导致发生故障行为或损坏LED驱动器电路。为防止 LED 驱动器发生此类故障事件，我们实施了OOVP。为实现OOVP检测功能，需要比较从R41上得到的输出电压与DAC3所提供的OOVP电压限值。当R41上的电压达到电压限值时， C1会触发COG的自动关断功能，从而停止PWM开关。如图9所示，当输出电压达到OOVP限值约34V时，将会终止COG的PWM输出并激活故障检测指示器。

图9：　　OOVP波形



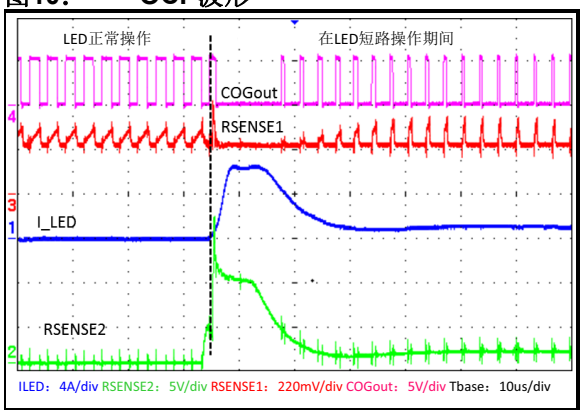
© 2017 Microchip Technology Inc.

短路保护

如之前所述，LED驱动器控制会根据峰值电流模式控制来调节LED电流。由于按周期来监视和限制电感的电流，在峰值电流模式控制下时，LED驱动器会提供内在电路保护。

当LED驱动器输出短路或LED串短路时，输出会吸收过多的电流。大量的电流会导致电感峰值电流陡然上升。电感电流的陡坡通过RSENSE1转换为电压。当RSENSE1上的电压达到斜坡补偿的OPA误差电压时，COG PWM输出占空比也会降低，从而导致输出电流下降。以上说明了LED驱动器是如何在短路条件下防止输出电流增加过多的。只要存在短路， COG的PWM输出占空比就会保持在最小比例（见图10）。消除短路后， LED驱动器便会恢复正常工作。

图10： OCP波形



过温保护

由于LED会生成热量， LED驱动器需要适当的散热管理。这将延长LED的使用寿命并防止由于热量过多而可能造成损坏。

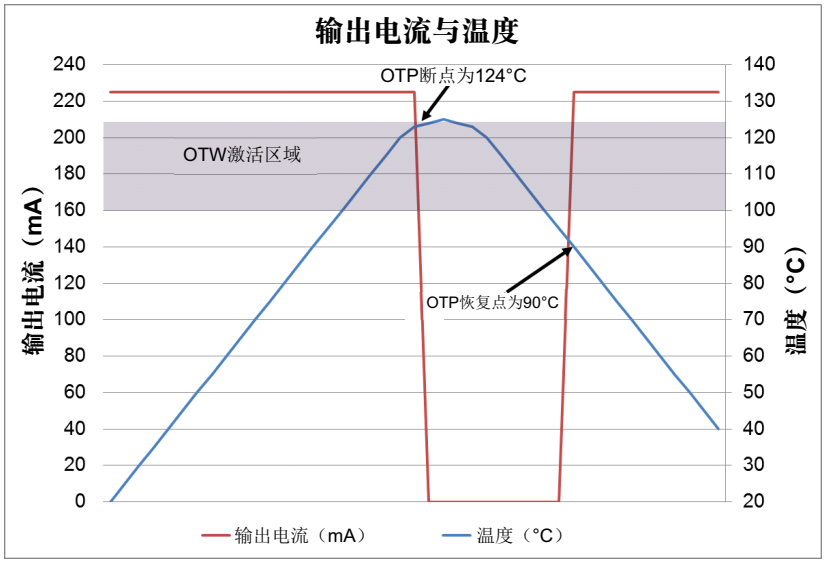
在LED驱动器电路中，利用NTC热敏电阻来精确监视LED外壳温度。这种NTC热敏电阻利用热敏电阻的电阻与温度关系特性。其非线性电阻过温特性可以通过在固件中实施查找表进行线性化。热敏电阻电压输出通过ADC采样并转换，转换结果变成查找表的表索引无需再进行任何计算。查找表的每个索引为10位ADC的各值提供温度 （单位为°C）。

在图 11 中，当LED 持续发射光时， LED 外壳温度会增加，而LED驱动器则会维持有效平均LED电流。当温度达到过温警告（OTW）跳变点100°C时，LED驱动器会通过图形用户界面 （GUI）上的指示器警告用户。当温度达到温度断点 124°C 时，则会终止 COG、 PWM5 和 CCP输出并激活故障检测，直至LED外壳温度低于散热断点90°C。

功率降额可以作为LED驱动器散热管理的一个选项。当LED外壳温度达到温度断点后，此方法可以为LED驱动器信号降低初始有效平均LED电流。当温度超过散热断点时，所降低的调光比会逐渐升高，直至有效平均LED电流恢复其初始值。

© 2017 Microchip Technology Inc.

图11：　过温检测结果



自动BIN检测

与生产所有产品一样， LED生产流程发生变化会导致LED性能变化。这些变化可通过分选流程得到缓解。分选是制造商根据LED的色温输出和流明输出为LED分类的过程。对于此应用，所使用的LED类型为一种高功率LED，具有提供高亮度照明的全白色色温。

本LED驱动器演示板上的板上LED提供71至140 lm的光通量，额定电流为350 mA。LED制造商将光通量分为五个亮度级别，如表 2 所示。由于 LED 为电流控制器件，LED的光通量与电流直接成正比，可以通过调节电流实现所需的光输出。

表2：　LED亮度级别

分组	光通量 ϕ_V（lm）	光强 I_V（cd）
KX	71至82	19
KY	82至97	22
KZ	97至112	26
LX	112至130	30
LY	130至140	35

LED的分选级别可以使用分选电阻进行分类。通过ADC采样和转换分选电阻上的电压。ADC结果将确定LED的分选级别。确定分选级别后，固件会计算DAC值来设置突变LED电流。通过使用PIC单片机，可轻松实现自动分级检测。

PWM LED调光

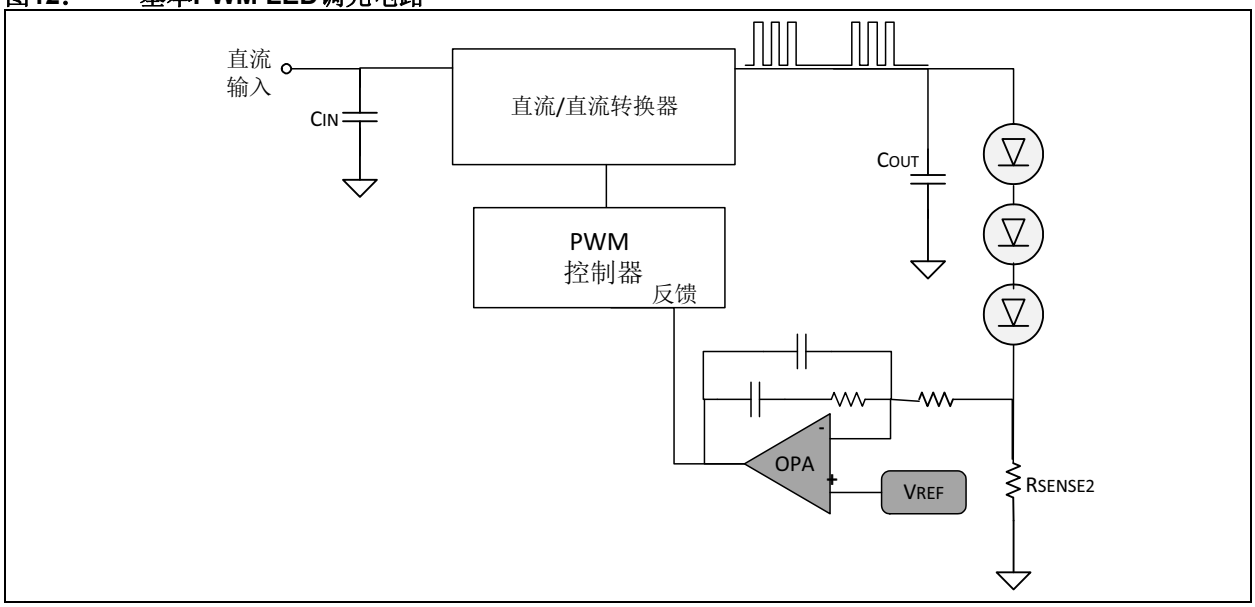
实现LED调光的一种方法是通过改变LED正向电流。但是，这种调光方法可能导致LED色温发生改变。相比之下，基于PWM的LED调光可保持正向电流恒定不变，从而使色温保持稳定，同时使用PWM信号来快速循环点亮和熄灭LED。

如图12所示，在基本开关模式PWM LED驱动器中，直流/直流转换器通过转换高开关频率的能量向LED提供电流。

直流/直流转换器控制器通过反馈电路监控LED电流检测电阻R_{SENSE2}上所得到的电压，以增加或减少驱动直流/直流转换器开关的PWM输出信号的占空比。PWM占空比的这种线性变化将LED电流维持在恒定值。要实现调光，需要控制器的 PWM 输出导通和关断速度比其开关频率慢许多。（导通和关断PWM输出的调光信号可来自控制器内部或外部）。因此，需要生成一个经过调频的PWM输出信号来点亮和熄灭LED。 LED的感知亮度与调制PWM占空比成正比。

© 2017 Microchip Technology Inc.

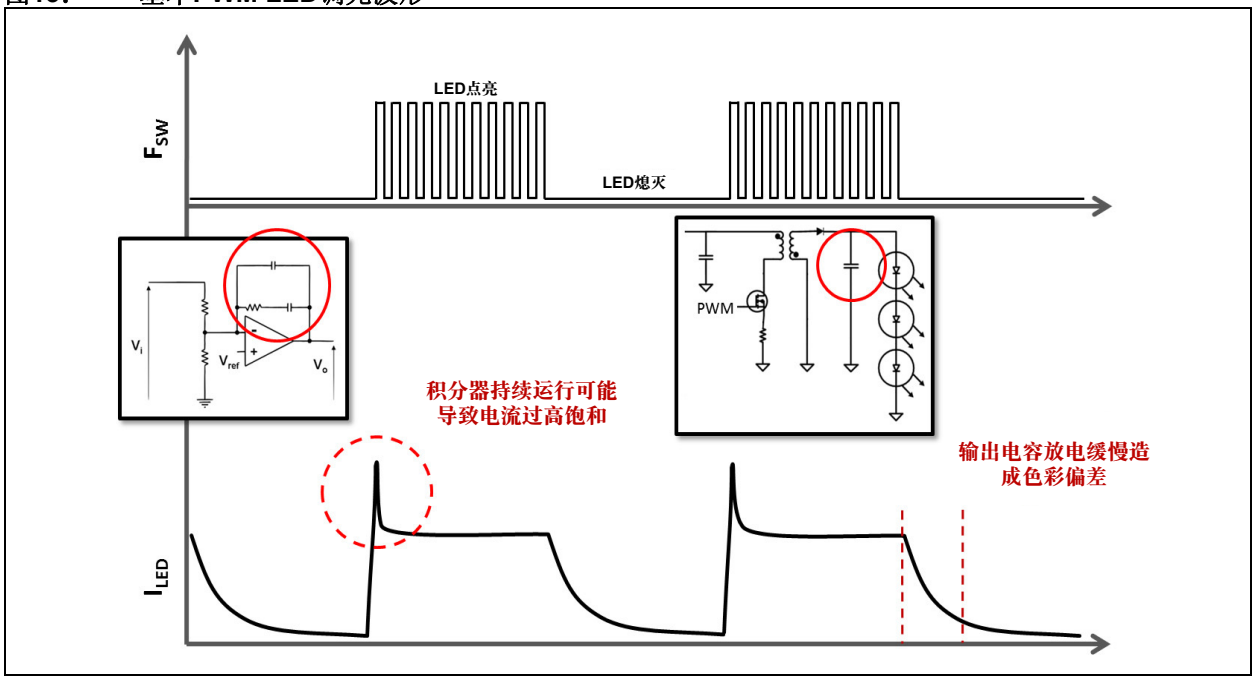
图12： 基本PWM LED调光电路



尽管图12提供了调光控制，使用该方案时还必须慎重考虑其两个弊端。在LED点亮/熄灭期间这些弊端会突然发生 （见图13）。第一个弊端会发生在LED关断的时候。在此期间，由于输出电容缓慢放电，LED输出电流会逐渐消失。这可能导致色温变化以及LED功耗增加。第二个弊端位于驱动器的反馈电路。

当LED点亮时，将向LED提供电流且R_{SENSE2}上的电压会供给误差扩大器（EA）。当LED关断时，没有电流流经LED，R_{SENSE2}电压变为零。在此调光关断期间，EA输出会增加至最大值，并使EA补偿网络充电过多。当调制PWM再次导通时，将需要多个周期才能恢复，同时向LED提供高峰值电流。这种电流过冲过大，可能会缩短LED的使用寿命。

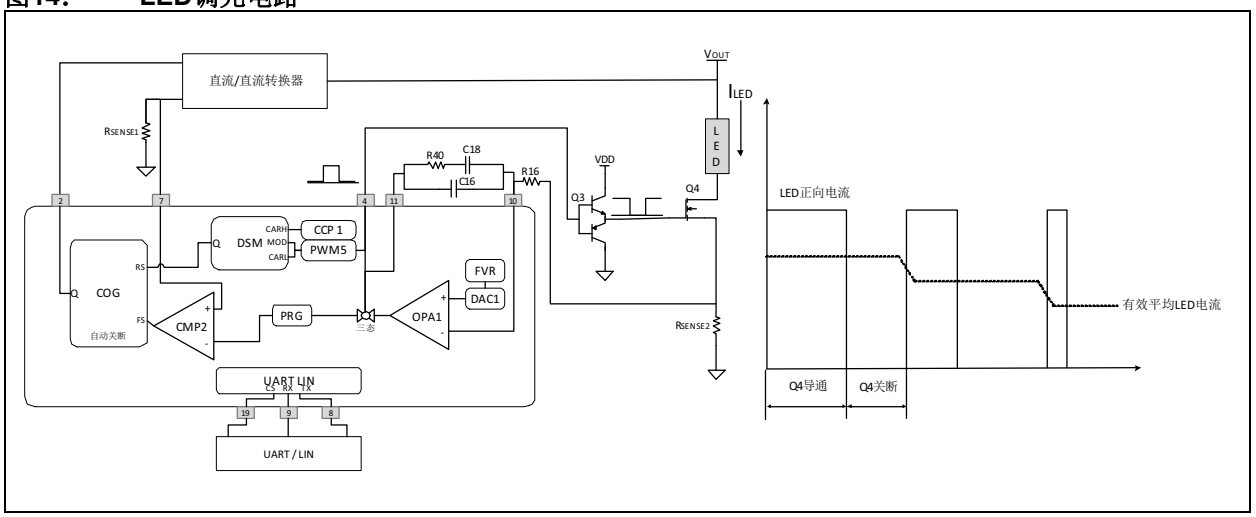
图13：　基本PWM LED调光波形



为提供更具视觉效果的调光并防止LED出现过流，本LED驱动器设计采用了增强调光技术。该技术涉及固件及其他组件。

要消除输出电容的缓慢放电效应，可以在 LED 串与检测电阻RSENSE2之间添加一个负载开关Q4 （见图14）。将COG输出和Q4同步关断，可切断延迟电流路径并使LED快速关断。

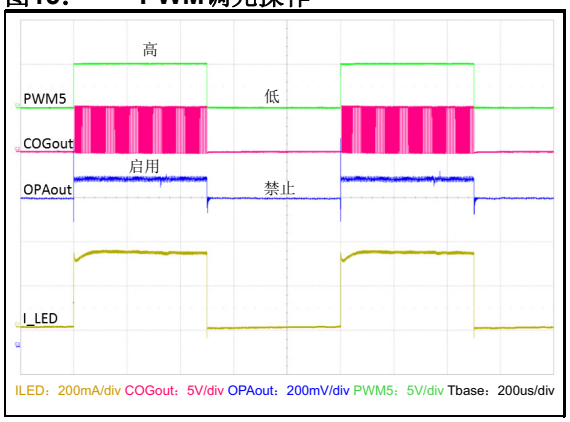
图14：　LED调光电路



另一方面，要消除LED从熄灭转为点亮期间出现的高峰值电流，可以使用在 LED 关断期间激活的 OPA 改写控制。 OPA的改写控制将OPA的输出与三态的GPIO完全断开。在该模式下，补偿网络与反馈回路完全断开，并保留稳定反馈的最后时点以电荷形式存储在补偿电容中。当LED再次点亮时，补偿网络会再次连接， OPA输出电压会立即跳至以前的稳定状态 （LED 关断之前），并几乎即时地恢复LED电流设置值 （见图15）。

© 2017 Microchip Technology Inc.

图15：　　PWM调光操作

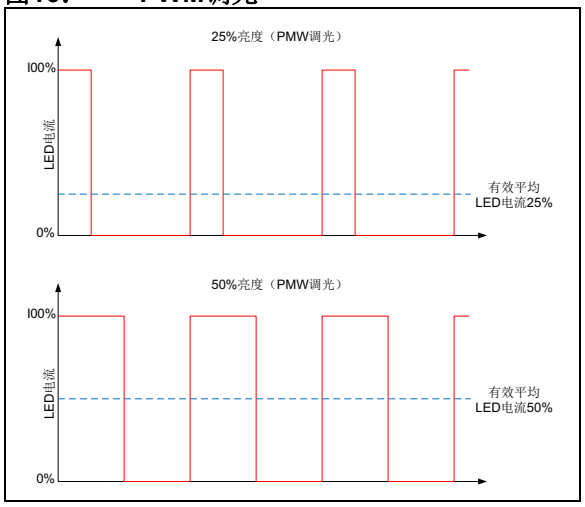


控制Q4开关的PWM信号是PWM5。 PWM5运行频率为1 kHz，通过切换MOSFET驱动器Q3来驱动Q4栅极并导通和关断LED。 PWM5还会控制OPA1的状态以及COG输出。实际上， COG PWM输出和OPA1操作也是通过PWM5禁用的。当PWM5输出高电平时，将会启用COG PWM输出和OPA1操作，且Q4栅极将会拉至VDD。这将使LED驱动器维持输出电压并导通Q4。当Q4导通时， LED与地之间会存在电流路径，允许电流流过，从而点亮LED。当PWM5输出变低时，Q4栅极将拉至地以使其停止传导。当Q4关断时， LED将与地断开，从而关断LED。此外，当PWM5为低电平时， OPA输出将为三态，且DSM输出会变低。当DSM输出为低电平时，将不会触发COG的上升信号源，从而保持COG输出为低电平 （见图15）。当Q4关断时保持COG输出为低电平，可避免LED驱动器输出的电压持续增加，最终触发OOVP。 PWM5频率的选择方法是人眼察觉不到闪烁。

点亮和熄灭LED会在LED驱动器输出时生成有效的平均LED电流。这种有效的平均LED电流也可用于表示LED亮度。

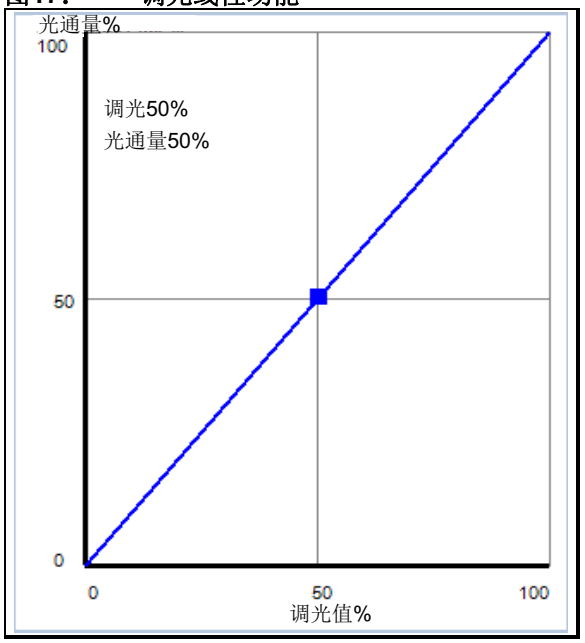
因此，当PWM5输出的占空比发生改变来控制LED的亮度时，有效平均LED电流也会发生变化，如图16所示。

图16：　　PWM调光



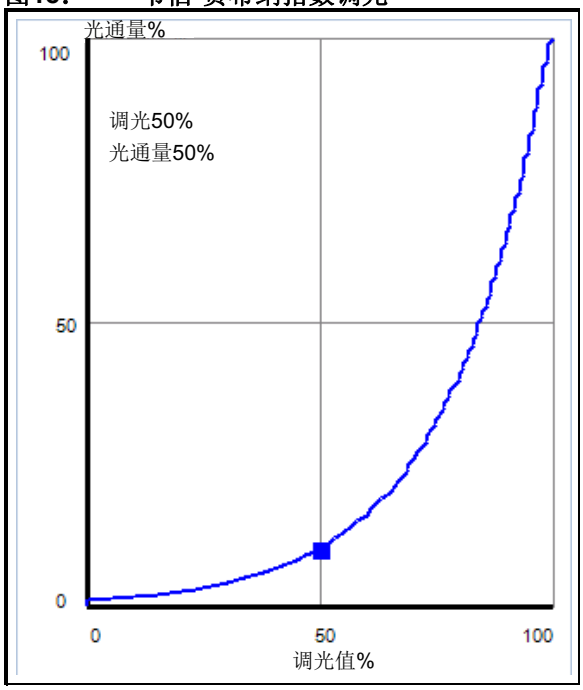
通过调节调光值 （最大值为100%），有效平均LED电流可以在GUI中呈线性变化（请参见**附录B：“PIC16F1769 SEPIC LED驱动器图形用户界面”**）。由于LED电流决定LED的光通量，调光值与光通量之间也存在明显的线性关系，如图17所示。

图17：　　调光线性功能



但是，当LED的调光随时间变化呈线性时，人眼将不会感知到变化的速率，而是认为恒定不变。因此，可以在本LED驱动器中选择应用韦伯-费希纳定律的指数调光方法（见图 18）。这种调光方法近似于光通量与感知亮度之间的对数关系，使人眼能够感知到平滑渐进的调光。

图18： 韦伯-费希纳指数调光



为支持固件中的韦伯 - 费希纳敏感标度，我们实施了包含亮度级值以及指数曲线的查找表。该查找表将线性PWM调光占空比转换为非线性人体工程学韦伯-费希纳特性。

固件流程

图19： 固件流程

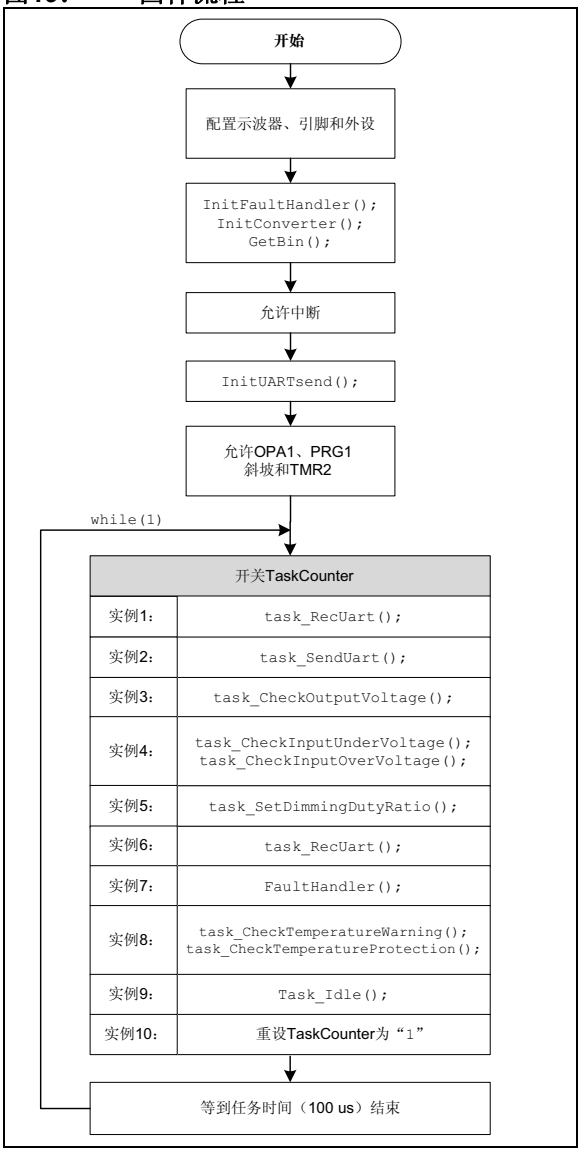


图19所示为LED驱动器固件的流程图。当单片机时钟频率稳定时，固件会初始化外设，包括互连各个外设。同样，将根据需求配置I/O引脚。当外设和I/O引脚初始化时，固件会执行InitFaultHandler()、InitConverter()和GetBin()程序。

InitFaultHandler()程序会设置所有的保护功能参数，而InitConverter()程序会设置LED驱动器的调光和保护功能监视。关于这些保护功能参数，请参见**附录D：“SEPIC LED驱动器保护功能阈值”**一览表。

© 2017 Microchip Technology Inc.

GetBin() 程序测量亮度系数编号 （BIN）电阻并设置LED驱动器的相关正向电流。然后该固件将启用中断并执行InitUARTsend()。 InitUARTsend()程序会初始化GUI中所使用的数据传输。执行该程序后，固件会执行以下操作：启用OPA1，运行PRG斜坡生成并运行TMR2寄存器增量。该事件启用LED驱动器的工作状态。

在此阶段，LED驱动器使用初始调光设置以正常工作状态运行，同时固件将处于持续循环状态，根据TaskCounter值执行以下任务。每个任务每100 µs执行一次。

1. task_RecUart()程序：该程序接收用户在GUI中选择的数据。固件将调整用户为额定LED电流选择的参数、调光比例和调光模式。
2. task_SendUart()程序：该程序向GUI发送关于LED驱动器的信息，可以每10 ms向用户进行显示。
3. task_CheckOutputVoltage()程序：该程序检查LED驱动器的输出电压。当输出电压超过预定义的最大输出电压时，将会触发OVP。
4. task_CheckInputUnderVoltage()和task_CheckInputOverVoltage()程序：这些程序检查LED驱动器的输入电压。当输入电压变低或超过规定的阈值时，将会分别触发UVLO或OVLO。
5. task_SetDimmingDutyRatio()程序：该程序根据用户在GUI中所选择的参数设置LED调光。
6. FaultHandler()程序：该程序根据定义的故障条件禁用或恢复LED驱动器。当触发任何保护功能后，将禁用LED驱动器。同样，当状况恢复到规范范围时，LED驱动器将从故障检测中恢复。
7. task_CheckTemperatureWarning()和task_CheckTemperatureProtection()程序：这些程序检查LED外壳温度。当温度上升到预定义阈值时，将会分别触发OTW或OTP。
8. Idle()程序：该程序提供延迟功能，实现每隔1 ms执行一次所有任务。
9. 执行函数程序后，固件会将 TaskCount 设置为“1”。该事件使固件再次执行所有功能程序，形成持续循环执行。

请注意，初始化之后，不会写入任何调节输出电流的代码。这是因为结合使用的CIP可以控制驱动，不需要CPU提供输入便可独立执行任务。因此固件的复杂性降低。

注： 本应用笔记的源代码可从 Microchip 网站（www.microchip.com）获得。

组件选择

本部分介绍有关如何选择LED驱动器主要组件的考虑因素。

占空比

选择正确的组件值和额定值时，首先要确定 PWM 输出的最大占空比D_{MAX}。确定D_{MAX}后，便可以计算组件电流额定值以及开关元件上的最大电压应力。 D_{MAX} 取决于输入电压 V_{IN} 的最小值以及 LED 所需数量决定的电压输出。考虑到公式 7 中所定义的电压转换关系中的这些条件， D_{MAX}可以通过以下方法计算 （见公式12）。

公式12： 最大占空比

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN} + V_{OUT}}$$

目前，二极管D3正向电压压降V_D因其值较低而被忽略。如果考虑二极管的压降， D_{MAX}将为 （见公式13）：

公式13： D3二极管电压降的最大占空比

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN\ MIN} + V_{OUT} + V_D}$$

根据给定的最小输入电压和LED驱动器的最大输出电压规范，计算得出的D_{MAX}为82%。单片机中的COG所提供的占空比比所需的该占空比高得多。

电感L1和L2

用公式7求解VOUT并将其结果代入公式8求解VCC显示，在整个开关周期中VCC等于VIN。如之前所讨论，应用至L1的电压等于VIN，而应用至L2的电压等于VCC。由于VCC也等于VIN，因此应用至L1和L2的电压都等于VIN。在L1和L2上应用相同的电压，允许这些电感绕组在相同的内核上。这些耦合电感在印刷电路板（PCB）上占用的空间较小，因此会减少成本并降低电感纹波电流。

为耦合电感选择电感值时，首选要计算电感的峰到峰纹波电流。因此，电感纹波电流的近似值为最大输入电流的20%至40%。纹波过多时会增加电磁干扰（EMI），而纹波过少时会导致开关操作不稳定。公式14所示为如何通过选择最大输入电流的20%来计算电感纹波电流。

公式14： 电感纹波电流

$$\Delta I_L = 0.2 \times I_{LED} \times \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

确定耦合电感纹波电流后，可使用公式15计算耦合电感的电感。由于这两个耦合电感绕阻共用纹波电流，无论所需的电感峰到峰纹波电流如何，电感值都要是单个电感的一半。

公式15： 耦合电感值

$$L = L1,L2 = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN\ MIN} \times D_{MAX}}{\Delta I_L \bullet F_{SW}}$$

在本设计解决方案中，计算得出的耦合电感值等于22.49 uH。但却选用了22 uH，因为它最接近出厂可用的标准电感值。因此，应根据该选定电感值重新计算电感纹波电流，以了解最坏情况下的实际电感纹波电流（见公式16）。

公式16： 实际耦合电感纹波电流

$$\Delta I_{L\ ACTUAL} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN} \times D_{MAX}}{L_{ACTUAL} \bullet F_{SW}}$$

另一个必须考虑的重要电感规范是最大电感峰值电流。选定的耦合电感必须比该最大电感峰值电流至少高出20%，才能避免饱和。最大峰值电感电流由L1平均电流（$I_{L1\ AVE}$）和L2平均电流（$I_{L2\ AVE}$）决定。由于耦合电容所提供的隔离，$I_{L1\ AVE}$和$I_{L2\ AVE}$分别等于输入平均电流和LED正向电流（见公式17）。合并这两个电流加上一半的实际电感纹波电流，即可计算出最坏情况下的峰值电感电流（见公式18）。

公式17： 平均L1和L2电流

$$I_{L1AVE} = \frac{V_{OUT} \times I_{LED}}{V_{IN\ MIN} \times \eta} \quad \eta = efficiency$$

$$I_{L2AVE} = I_{LED}$$

公式18： 电感峰值电流

$$I_{LPK} = I_{L1AVE} + I_{L2AVE} + (0.5 \times I_{L\ ACTUAL})$$

MOSFET Q5

在选择功率开关时，考虑使用的MOSFET必须能够承受峰值电压和电流应力，同时还能将功耗降至最低。MOSFET的额定漏电流必须高于公式18中所示的电流，且额定漏源电压必须高于公式19中所示的电压。此外，MOSFET 的额定功耗必须大于公式 20 中所示的传感损失与开关损失之和。

公式19： Q5漏源电压

$$V_{Q5DS} = V_{IN\ MAX} + V_{OUT\ MAX} + V_D$$

© 2017 Microchip Technology Inc.

公式20： Q5功耗

$$P_{Q5D} = I_{Q5RMS} \times r_{DSON} \times D_{MAX} \times I_{Q5D} \times (V_{IN\ MIN} + V_{OUT} + V_D) \times \frac{T_{RISE} + T_{FALL}}{2} \times F_{SW}$$

其中：

$$I_{Q5RMS} = \frac{I_{IN}}{\eta \sqrt{D_{MAX}}}$$

I_{Q5D} = 漏电流

$R_{DS\ ON}$ = 漏源导通状态电阻

T_R = 上升时间

T_F = 下降时间

根据使用公式18、公式19和公式20计算得出的值，本设计中使用N通道MOSFET，其额定功耗为70°C时60V、8.7A和800 mW。

输出二极管D3

由于流经MOSFET Q5和二极管D3的峰值电流相同，所选的D3还必须处理公式18中所示的I_{LPK}。此外，D3的反向额定电压应大于 Q5 的最大电压，以负责瞬态和循环情况。由于D3平均电流为正向LED电流，D3必须能够处理公式21中所示的功耗。

公式21： D3功耗

$$P_{D3D} = I_{LED} \times V_D$$

在本设计中使用的是肖特基势垒二极管，其具有60V反向电压、 1A正向电流和550 mW额定功率。

输入电容CIN

输入电容CIN降低输入纹波电压。 CIN可以为10 uF与100 uF之间的任何值，因为其纹波电流因输入电感而相当低。此外，由于电流波形为连续三角形， CIN 应能够处理所流经的RMS电流。流经CIN的RMS电流由公式22给出。

公式22： 输入电容电流

$$I_{CIN\ RMS} = \frac{\Delta I_{LACTUAL}}{\sqrt{12}}$$

本应用使用的是额定值为 50V 的 10 uF 陶瓷电容，其具有低等效串联电阻和高RMS电流的性能。

耦合电容CC

如前所述，耦合电容CC上的电压等于VIN，因此选择CC时其额定电压必须大于最大输入电压规范。 CC 的电容值可以使用公式23计算，其中ΔVCS为CC上的所需纹波电压。

公式23： 耦合电容

$$C_C = \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta V_{CS} \times F_S}$$

CC必须能够承受流经其的RMS电流。因此，所选择CC的额定RMS必须大于使用公式24计算得出的值。

公式24： ICC RMS电流

$$I_{CC\ RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN}}}$$

输出电容COUT

当Q5导通时，输出电容COUT供应输出电流，因此COUT必须具有足够的电容量，同时又能维持应用的输出纹波电压要求。由于LED驱动器为COUT使用的是低ESR陶瓷电容，计算COUT时可以忽略ESR。 COUT可以使用公式25计算，其中COUT纹波电压ΔVCOUT是最小输出电压的1%。

公式25： 输出电容

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta V_{COUT} \times F_{SW}}$$

类似于电路中的其他电容，所选的输出电容COUT必须也能够处理其流入和流出的 RMS 电流。所选的 COUT RMS 额定电流必须大于使用公式26计算得出的RMS电流。

公式26： 输出电容电流

$$I_{COUT\ RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN}}}$$

表 3 所示为根据为本应用计算得出的值所选择的组件一览表。

表 3： SEPIC 设计组件选择

设计公式	计算	选定的组件 / 额定值
无源组件		
（19）	$D_{MAX} = \frac{31.2V + 0.7V}{7V + 31.2V + 0.7V} = 82\%$	COILCRAFT MSD1583-223MEB：22 uH，2.44A，65 mA
（20）	$\Delta I_L = 0.2 \times 350mA \times \frac{0.82}{1 - 0.82} = 319\ mA$	
（21）	$L1, L2 = \frac{1}{2} \times \frac{7V \times 0.82}{319\ mA \times 400KHz} = 22.494\ \mu H$	
（22）	$I_{L\ ACTUAL} = \frac{7V \times 0.82}{22\ \mu H \times 400\ KHz} = 652\ mA$	
（24）	$I_{LPK} = 1.95A + 350mA + (0.5 \times 319mA) = 2.63A$	
（28）	$I_{CINRMS} = \frac{650mA}{\sqrt{12}} = 188\ mA$	10 µF， 50V X7R陶瓷
（29）	$C_C = \frac{350\ mA \times 0.82}{312\ mV \times 400\ KHz} = 2.05\ \mu F$	2 µF， 50V X7R陶瓷
（30）	$I_{CC\ RMS} = 350\ mA \times \sqrt{\frac{31.2V}{7V}} = 739\ mA$	

© 2017 Microchip Technology Inc.

表 3： SEPIC 设计组件选择 （续）

设计公式	计算	选定的组件 / 额定值
（31）	$C_{OUT} \geq \frac{350\ mA \times 0.82}{312\ mV \times 400\ KHz} = 2.29\ \mu F$	4.4 µF，100V X7S陶瓷
（32）	$I_{COUT\ RMS} = 350\ mA \times \sqrt{\frac{31.2V}{7V}} = 739\ mA$	
有源组件		
（25）	$V_{Q5DS} = 21.5V + 31.2V + 0.7V = 53.4V$	SIR878ADP，100V漏源电压、13.3A漏电流，70°C时最大功耗为3.2W
（24）	$I_{Q5D} = 1.95V + 350\ mA + (0.5 \times 650mA) = 2.63A$	
（26）	$P_{Q5D} = (1.725A)^2 \times 0.036\Omega \times 0.82 \times 2.63A \times (7V + 31.2V + 0.7V) \times \frac{20\ ns + 20\ ns}{2} \times 400\ KHz = 71.83\ mW$	
（25）	$V_{D3R} = 21.5V + 31.2V + 0.7V = 53.4V$	SS2PH10-M3/84A肖特基势垒二极管，100V反向电压和2A经整流的正向电流
（23）	$I_{D3AVE} = 350\ mA$	
（27）	$P_{D3D} = 350\ mA \times 0.7V = 245\ mW$	

MCU外设

图20和表4概述了本应用的PIC16F1769配置。

图20： PIC16F1769外设配置

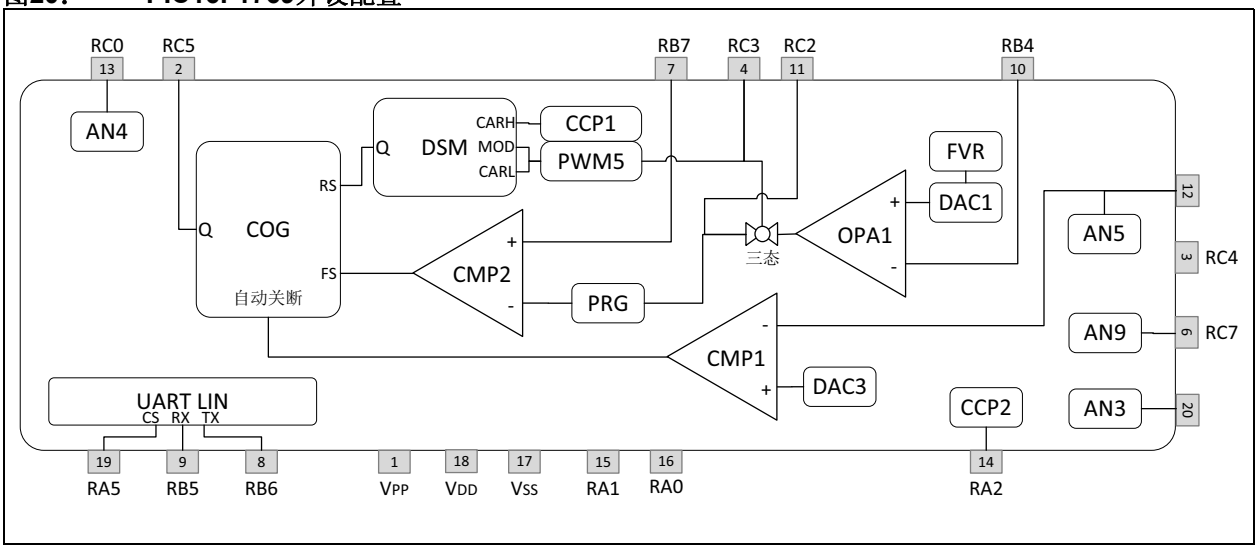


表4： PIC16F1769引脚连接

引脚编号	名称	功能	电路连接
1	VPP	VPP	
2	RC5	COG输出	SEPIC MOSFET驱动器
3	RC4	故障指示器	LED故障指示器
4	RC3	PWM5	调光电路
5	RC6	未实现	
6	RC7	模数转换器 （AN9）	LED外壳温度
7	RB7	比较器2正向输入	SEPIC检测电阻 （RSENSE1）
8	RB6	UART传输	
9	RB5	UART接收	
10	RB4	OP AMP 1负输入	LED检测电阻 （RSENSE2）
11	RC2	OPAMP1输出	补偿器电路
12	RC1	比较器1负输入	输出电压检测
13	RC0	模数转换器 （AN4）	输入电压检测
14	RA2	捕捉比较PWM （CCP2）	汽车外部接口
15	RA1	CLK	
16	RA0	DAT	
17	VSS	地	
18	VDD	电源电压	
19	RA5	CS	
20	RA4	模数转换器 （AN4）	

注1： 请参考**附录E：“外设参考”**，了解与本应用所用外设相关的技术简报和参考的列表。

© 2017 Microchip Technology Inc.

性能

图21、图22和图23所示为LED驱动器的调光性能和效能。

图21：　调光性能

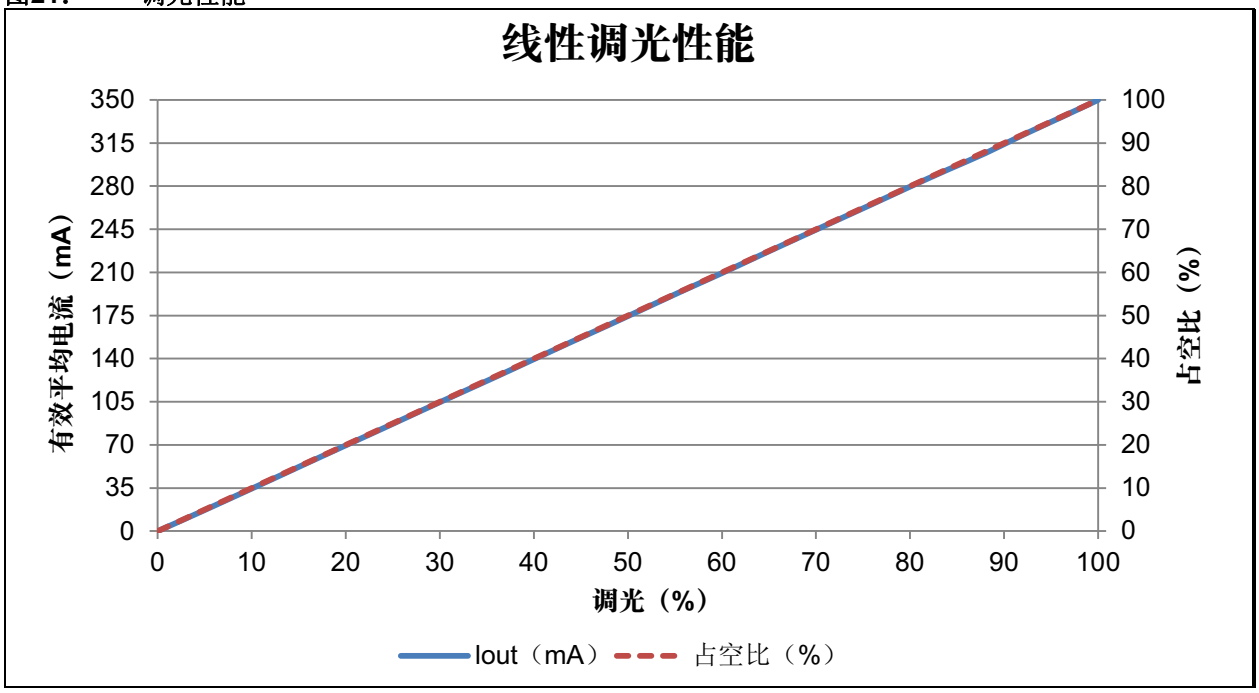
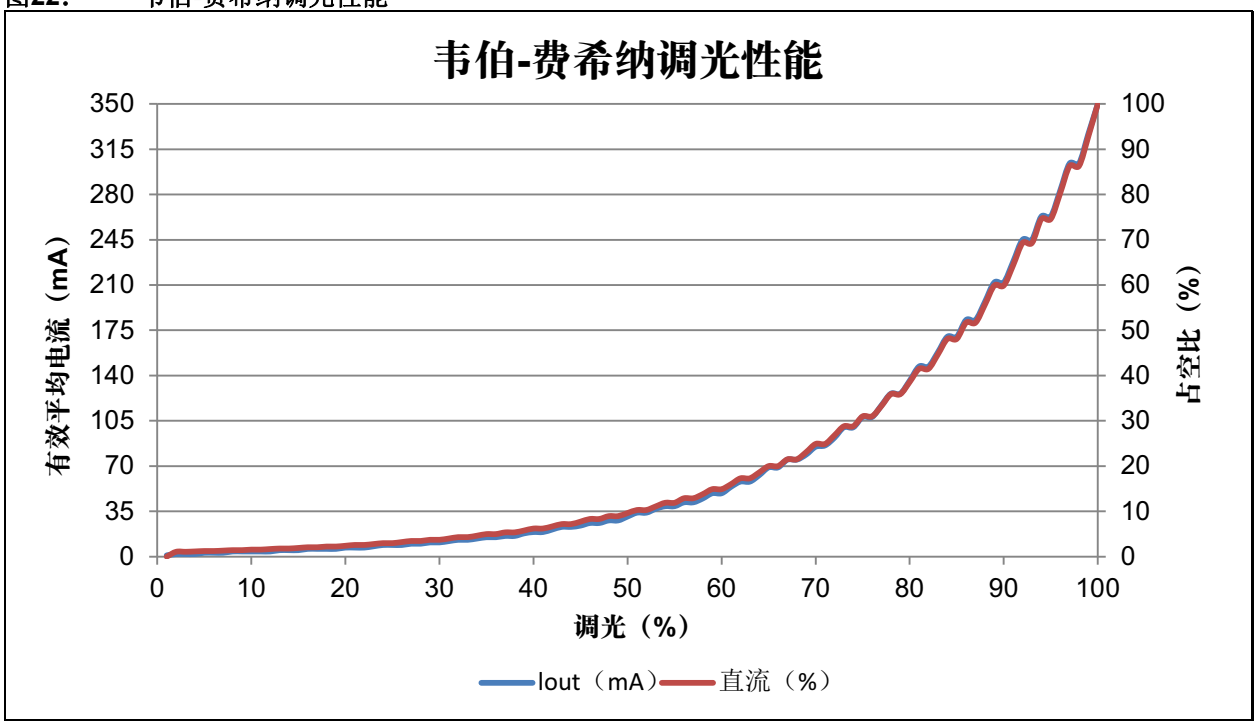
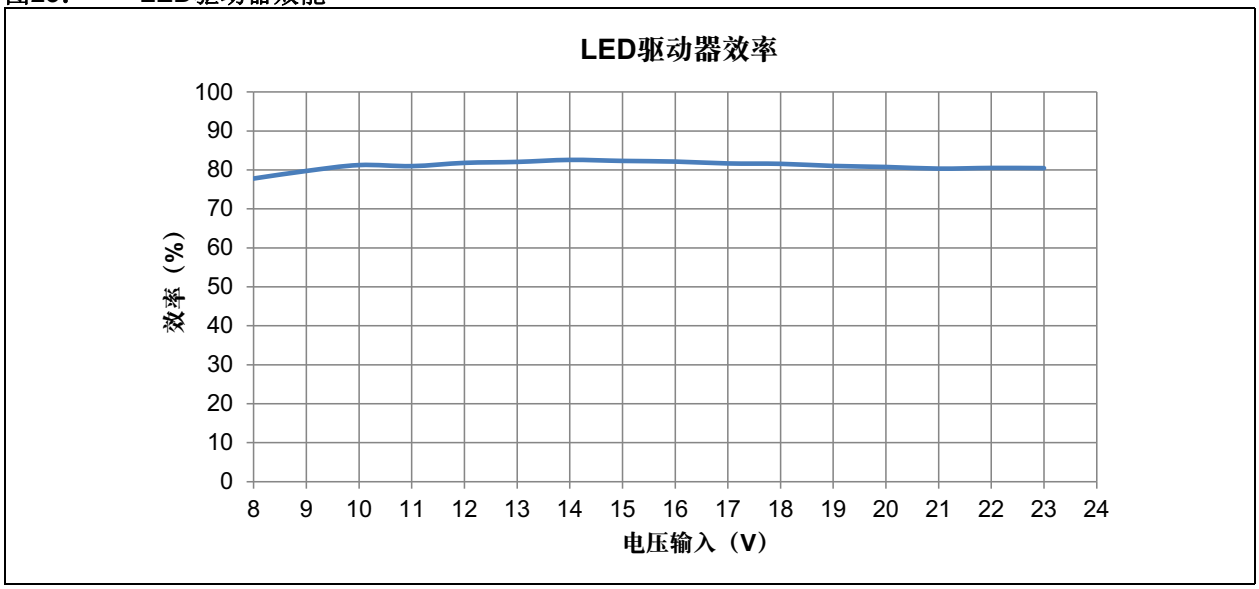


图22：　韦伯-费希纳调光性能



© 2017 Microchip Technology Inc.

图23：　　LED驱动器效能



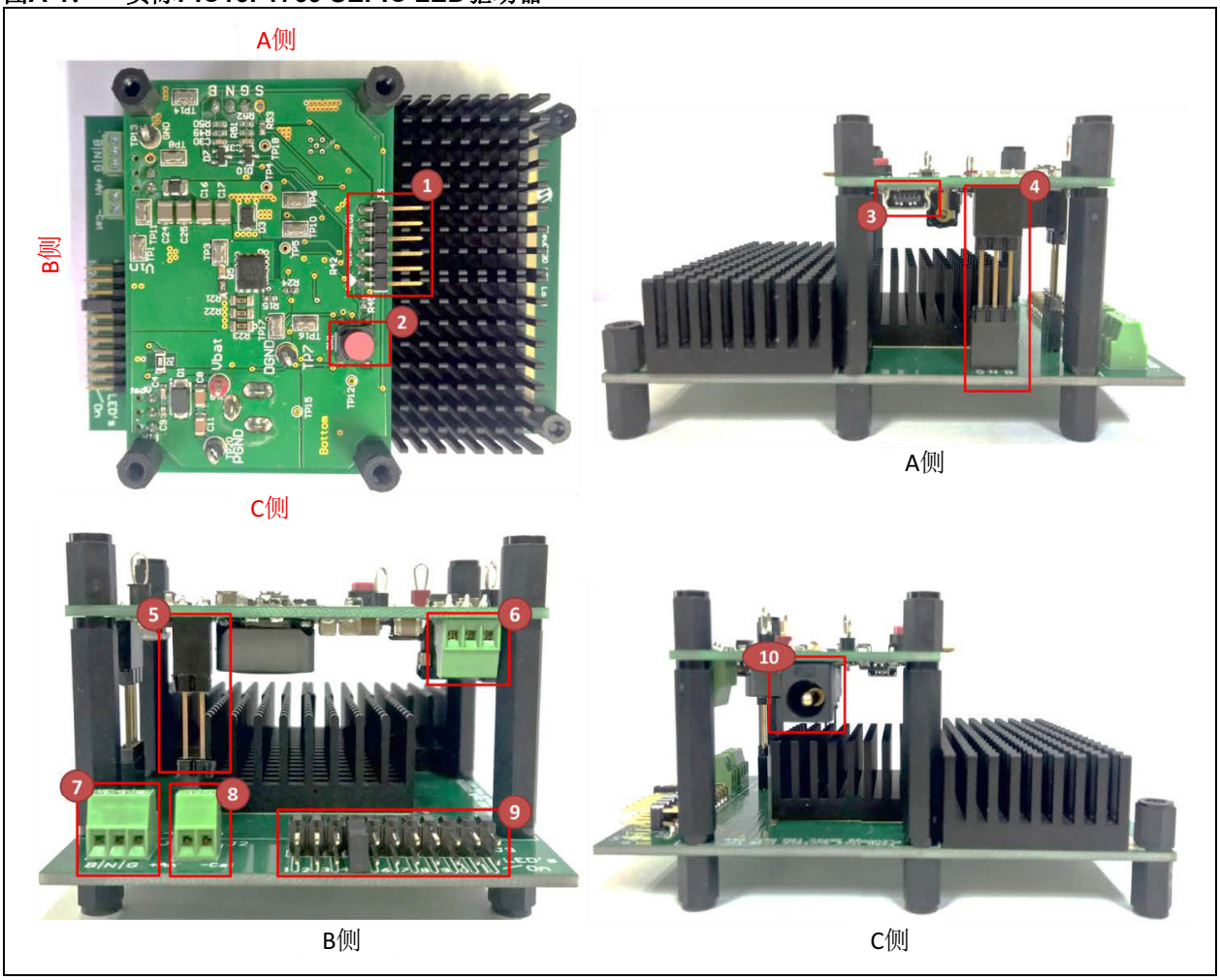
总结

在汽车应用等严苛应用环境中，LED驱动器必须具有智能且可靠的特性。本应用笔记介绍的LED驱动器解决方案能够满足这种需求。利用PIC16F1769单片机的灵活性， LED驱动器可以维持LED色温的一致性，延长LED的使用寿命，增强调光方法并实现安全功能。

© 2017 Microchip Technology Inc.

附录A： 使用入门

图A-1： 实际PIC16F1769 SEPIC LED驱动器



表A-1： 连接器说明

编号	名称	说明
1	J5	调试器/编程器接口
2	SW1	复位按钮
3	USB	用于GUI的USB转UART接口
4	J7	分级与NTC终端
5	J4	板上LED终端
6	LIN	LIN连接器支持
7	J1	外部分级与NTC支持
8	J2	外部LED支持
9	J3	板上LED选择跳线
10	电源	电源连接器

© 2017 Microchip Technology Inc.

PIC16F1769 SEPIC LED驱动器供电

向输入终端块J1应用输入电压。输入电压源应限制为1A限制电流时0V至+45V范围。对于额定操作，输入电压应在+7V至+23V之间。

向PIC16F1769 SEPIC LED驱动器应用负载

LED驱动器具有最多12个板上LED，可通过J3连接器中进行选择。必须用跳线连接到所需LED编号。

要驱动外部LED，请将LED（-）阴极连接至J2的-Cat，并将LED（+）阳极连接至J2的+An。确保跳线LED_ON断开。

状态LED

PIC16F1769 LED 驱动器上的 LED 指示操作期间故障检测的情况。 LED指示器点亮表示以下故障：

- UVLO检测
- OVLO检测
- OOVP检测

图形化用户界面

在为用户提供的图形化用户界面中可以选择所需的电流、调光方法和调光比。此外还提供了故障保护、电流温度以及输入和输入电压显示。请参考**附录B：“PIC16F1769 SEPIC LED驱动器图形用户界面”**。

波特图测量

波特连接器用于电源反馈回路测量。请参考**附录C：“波特图测量设置”**。

编程

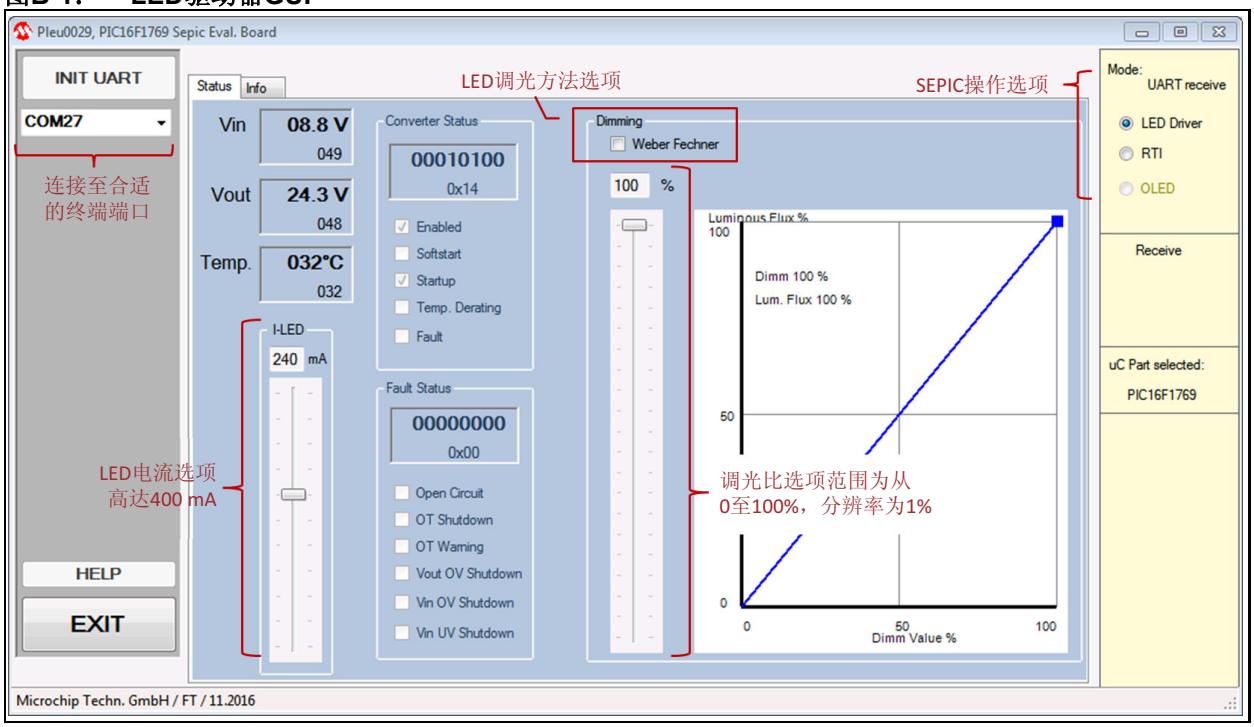
插头J5用于在线串行编程（In-Circuit Serial Programming™）。 MPLAB® X IDE用于编程LED驱动器。请参考《MPLAB® X IDE用户指南》（DS50002027C_CN），了解MPLAB® X IDE如何用于Microchip调试器/编程器的更多信息。

注：	启用 LED 驱动器演示板工作之前先断开编程器（www.microchip.com）。

© 2017 Microchip Technology Inc.

附录B： PIC16F1769 SEPIC LED驱动器图形用户界面

图B-1： LED驱动器GUI

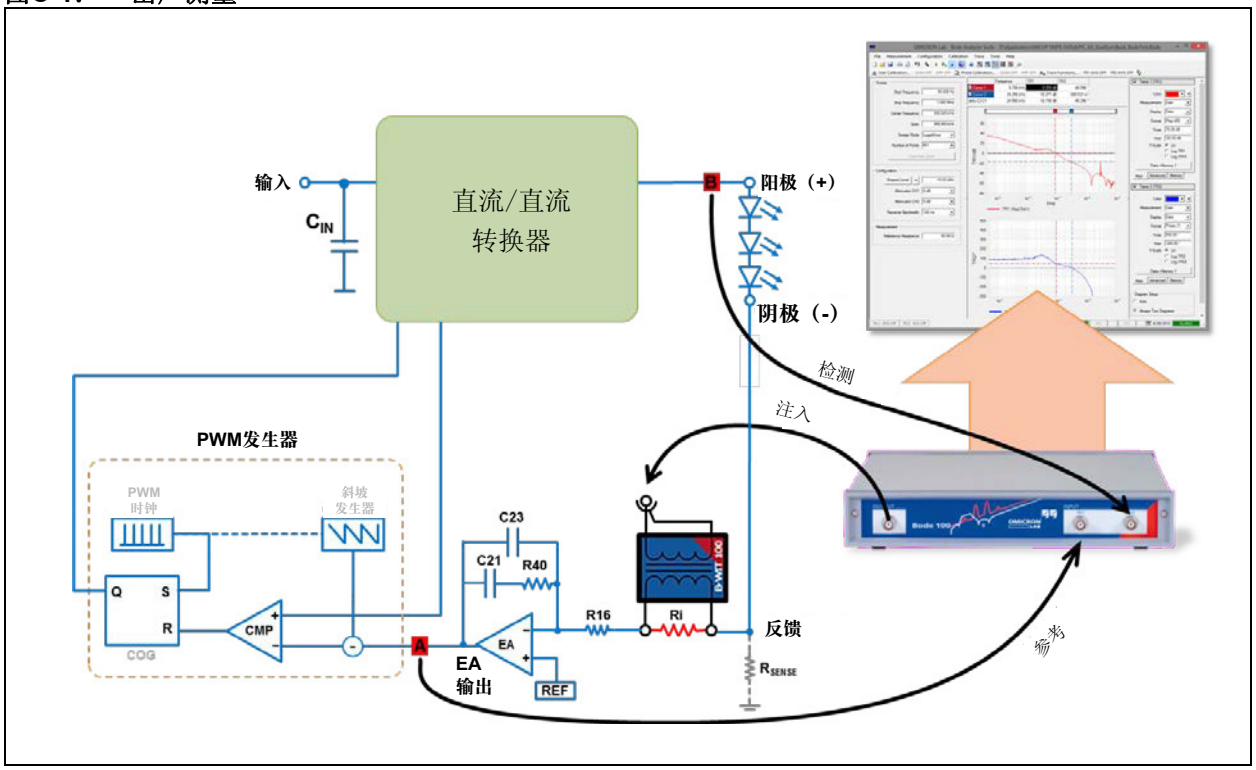


该LED驱动器GUI是一款专为直观显示实时LED驱动器状态、电压和温度而设计的PC实用程序。LED的调光和LED电流也可以在GUI中进行控制。

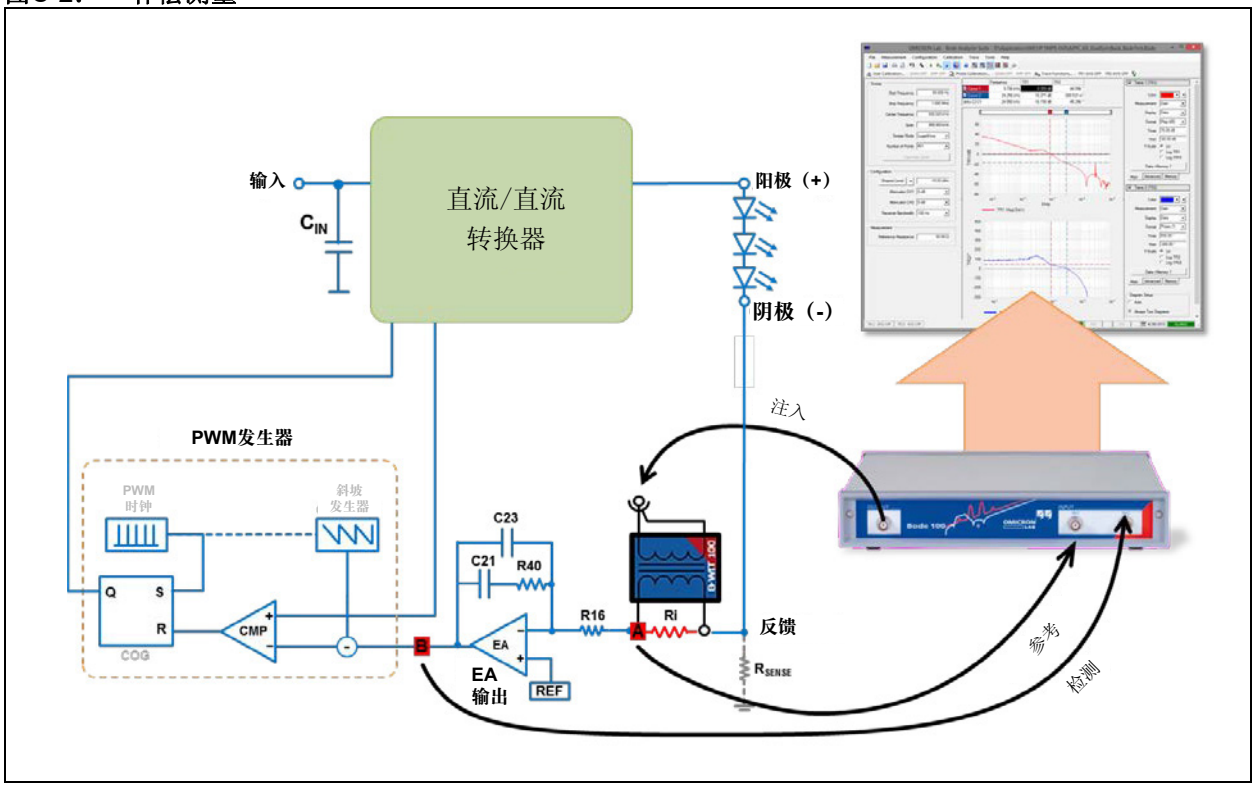
为了使用LED驱动器GUI，用户需要使用mini-USB电缆连接PC与LED驱动器板。在运行GUI之前必须先给LED驱动器板加电。在 GUI 上，选择所使用的正确终端端口，然后单击 “INIT UART” 按钮启动通信。

附录C： 波特图测量设置

图C-1： 出厂测量

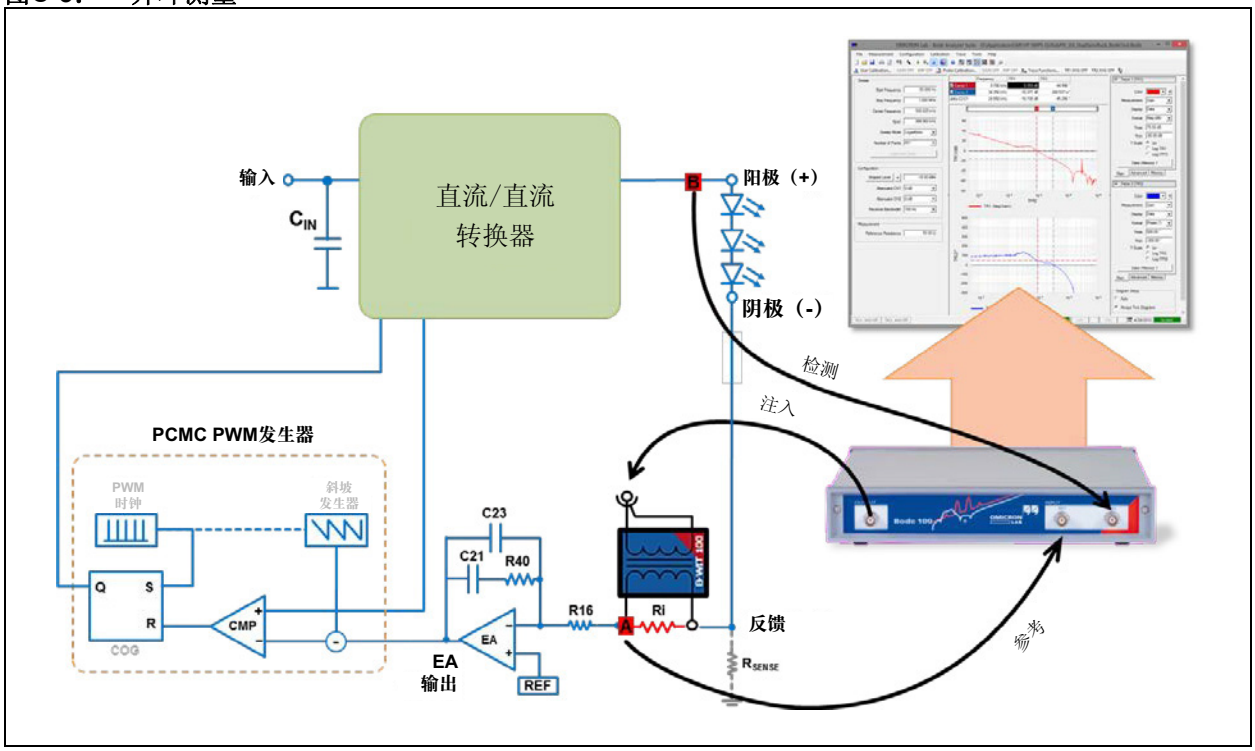


图C-2： 补偿测量

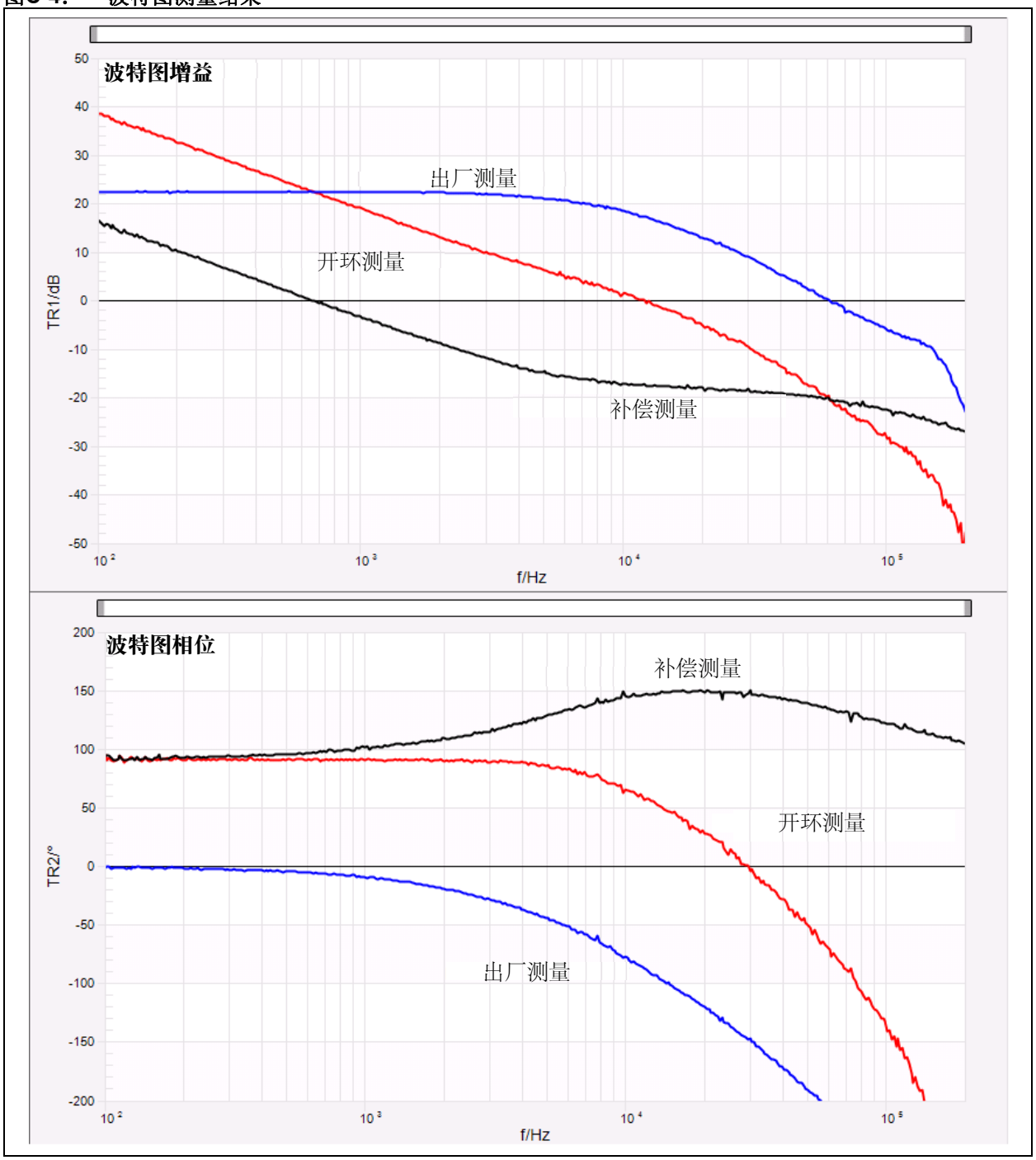


© 2017 Microchip Technology Inc.

图C-3：　开环测量


输入
C_{IN}
直流/直流
转换器
阳极（+）
阴极（-）
检测
注入
PCMC PWM发生器
PWM
时钟
斜坡
发生器
Q
S
R
CMP
COG
C23
C21
R40
R16
EA
EA
输出
REF
Ri
反馈
R_{SENSE}
输出

图C-4： 波特图测量结果



© 2017 Microchip Technology Inc.

附录D： SEPIC LED驱动器保护功能阈值

表D-1： 保护功能固件阈值

常量	值	说明
OutputVoltageClamping	50	所需的输出过压钳位阈值 （单位为V）
OutputVoltageClampRecovery	48	所需的输出过压钳位恢复阈值 （单位为V）
InputUVLOTrip	6	所需的输入欠压锁定阈值 （单位为V）
InputUVLORecovery	7.5	所需的输入欠压锁定恢复阈值 （单位为V）
InputOVLOTrip	24	所需的输入过压锁定阈值 （单位为V）
InputOVLORecovery	23	所需的输入过压锁定恢复阈值 （单位为V）
LED_OTWTrip	100	所需的过温警告阈值 （单位为°C）
LED_OTWRecovery	90	所需的过温警告恢复阈值 （单位为°C）
LED_OTPTrip	124	所需的过温保护阈值 （单位为°C）
LED_OTPRecovery	90	所需的过温保护恢复阈值 （单位为°C）

附录E： 外设参考

表E-1： 外设参考一览表

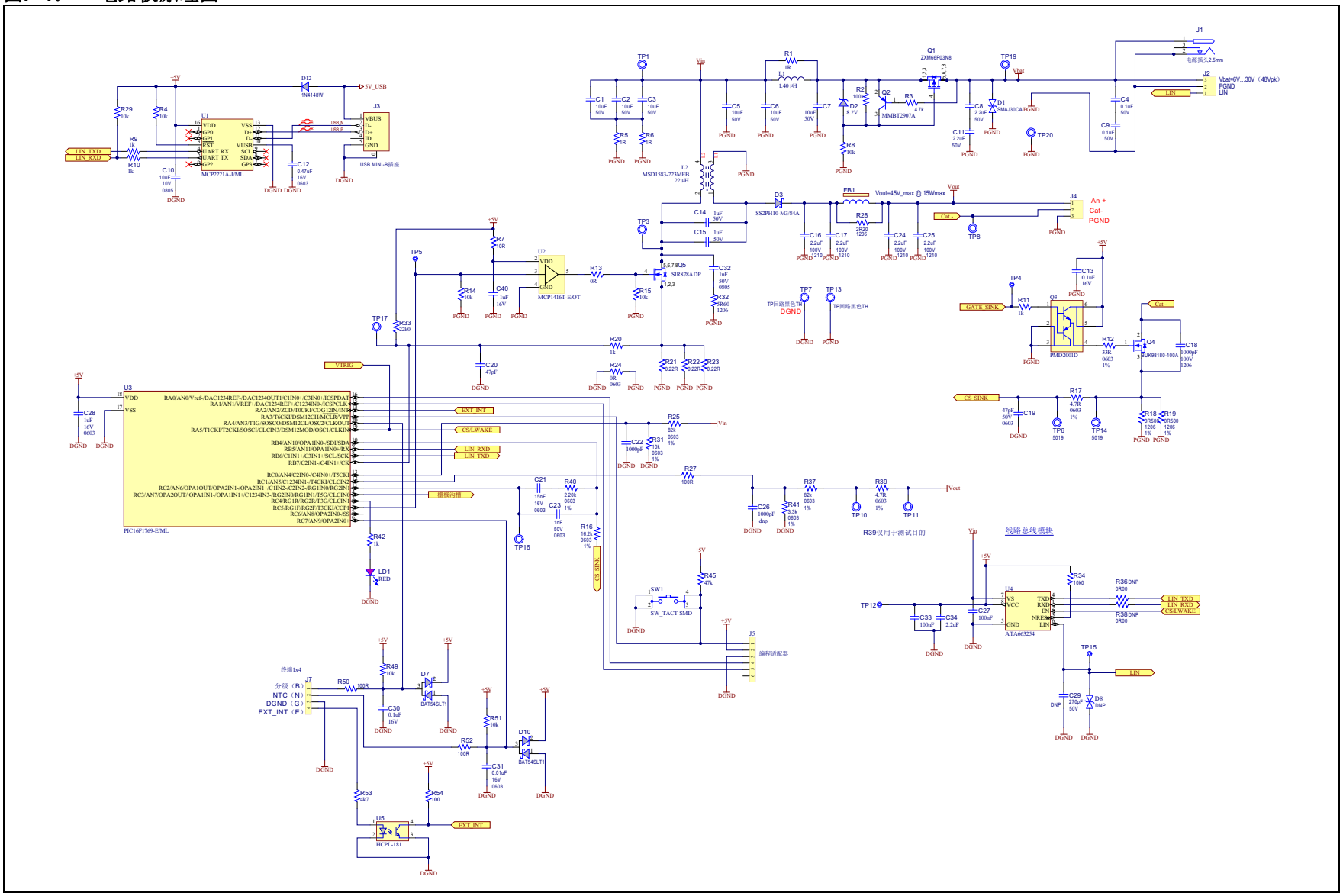
外设	参考资料
模数转换	应用笔记AN840， *PIC16F7X/PIC16C7X Peripherals Configuration and Integration*（DS00008400）
捕捉/比较/PWM	应用笔记AN594， *Using the CCP Module(s)*（DS00594）
Timer1	技术简介TB3100《Timer1定时器模式中断延迟》（DS90003100A_CN）
互补输出发生器	技术简介TB3119， *Complementary Output Generator Technical Brief*（DS90003119）
斜坡补偿	技术简介TB3120《PIC®单片机的斜率补偿器》（DS90003120A_CN）
固定参考电压	技术简介TB3104《使用PIC16F753模拟功能的升压转换器》（DS90003104A_CN）
运算放大器	技术简介TB3132， *Operational Amplifier Module of 8-bit PIC® Microcontrollers*（DS90003132）
比较器	应用笔记AN1104《配置多个电容触摸传感按钮》（DS01104_CN）
数模转换	应用笔记AN823， *Analog Design in a Digital World Using Mixed Signal Controllers*（DS00823）

© 2017 Microchip Technology Inc.

© 2017 Microchip Technology Inc.

附录F： LED驱动器原理图

图F-1： 电路板原理图



请注意以下有关Microchip器件代码保护功能的要点：

- Microchip的产品均达到Microchip数据手册中所述的技术指标。
- Microchip确信：在正常使用的情况下， Microchip系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以Microchip数据手册中规定的操作规范来使用Microchip产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是 “牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏Microchip代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 （Digital Millennium Copyright Act）》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc.及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc.的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。 **Microchip对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。** Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和/或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障Microchip免于承担法律责任，并加以赔偿。除非另外声明，在Microchip 知识产权保护下，不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。 Microchip 的 PIC® MCU 与dsPIC® DSC、 KEELOQ® 跳码器件、串行EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000认证。

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
═ ISO/TS 16949 ═

商标

Microchip的名称和徽标组合、 Microchip徽标、 AnyRate、 AVR、AVR徽标、 AVR Freaks、 BeaconThings、 BitCloud、CryptoMemory、 CryptoRF、 dsPIC、 FlashFlex、 flexPWR、Heldo、 JukeBlox、 KEELOQ、 KEELOQ徽标、 Kleer、LANCheck、 LINK MD、 maXStylus、 maXTouch、 MediaLB、megaAVR、 MOST、 MOST徽标、 MPLAB、 OptoLyzer、 PIC、picoPower、 PICSTART、 PIC32徽标、 Prochip Designer、QTouch、 RightTouch、 SAM-BA、 SpyNIC、 SST、 SST徽标、SuperFlash、 tinyAVR、 UNI/O及XMEGA均为Microchip Technology Inc.在美国和其他国家或地区的注册商标。

ClockWorks、 The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、Hyper Speed Control、HyperLight Load、IntelliMOS、mTouch、Precision Edge和Quiet-Wire均为Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、BodyCom、chipKIT、chipKIT徽标、CodeGuard、 CryptoAuthentication、 CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、 DAM、 ECAN、 EtherGREEN、 In-Circuit Serial Programming、 ICSP、 Inter-Chip Connectivity、 JitterBlocker、KleerNet、KleerNet徽标、Mindi、MiWi、motorBench、MPASM、MPF、 MPLAB Certified 徽标、 MPLIB、 MPLINK、 MultiTRAK、NetDetach、 Omniscient Code Generation、 PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、PureSilicon、QMatrix、RightTouch徽标、REAL ICE、Ripple Blocker、SAM-ICE、Serial Quad I/O、SMART-I.S.、 SQI、 SuperSwitcher、 SuperSwitcher II、 Total Endurance、 TSHARC、 USBCheck、 VariSense、 ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA和ZENA均为Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP为Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

Silicon Storage Technology为Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2017, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN：978-1-5224-2439-0

© 2017 Microchip Technology Inc.

全球销售及服务网点

美洲

公司总部Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277
技术支持：
http://www.microchip.com/support
网址：www.microchip.com

亚特兰大Atlanta
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀Austin, TX
Tel: 1-512-257-3370

波士顿Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律Detroit
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦Houston, TX
Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453
Tel: 1-317-536-2380

洛杉矶Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608
Tel: 1-951-273-7800

罗利Raleigh, NC
Tel: 1-919-844-7510

纽约New York, NY
Tel: 1-631-435-6000

圣何塞San Jose, CA
Tel: 1-408-735-9110
Tel: 1-408-436-4270

加拿大多伦多Toronto
Tel: 1-905-695-1980
Fax: 1-905-695-2078

亚太地区

中国-北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国-成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国-重庆
Tel: 86-23-8980-9588

中国-东莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国-广州
Tel: 86-20-8755-8029

中国-杭州
Tel: 86-571-8792-8115

中国-南京
Tel: 86-25-8473-2460

中国-青岛
Tel: 86-532-8502-7355

中国-上海
Tel: 86-21-3326-8000

中国-沈阳
Tel: 86-24-2334-2829

中国-深圳
Tel: 86-755-8864-2200

中国-苏州
Tel: 86-186-6233-1526

中国-武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国-西安
Tel: 86-29-8833-7252

中国-厦门
Tel: 86-592-238-8138

中国-香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100

中国-珠海
Tel: 86-756-321-0040

台湾地区-高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区-台北
Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区-新竹
Tel: 886-3-577-8366

亚太地区

澳大利亚Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733

印度India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444

印度India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631

印度India - Pune
Tel: 91-20-4121-0141

日本Japan - Osaka
Tel: 81-6-6152-7160

日本Japan - Tokyo
Tel: 81-3-6880-3770

韩国Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301

韩国Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚
Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-7651-7906

马来西亚Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870

菲律宾Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065

新加坡Singapore
Tel: 65-6334-8870

泰国Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351

越南Vietnam - Ho Chi Minh
Tel: 84-28-5448-2100

欧洲

奥地利Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦
Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

芬兰Finland - Espoo
Tel: 358-9-4520-820

法国France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国Germany - Garching
Tel: 49-8931-9700

德国Germany - Haan
Tel: 49-2129-3766400

德国Germany - Heilbronn
Tel: 49-7131-67-3636

德国Germany - Karlsruhe
Tel: 49-721-625370

德国Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

德国Germany - Rosenheim
Tel: 49-8031-354-560

以色列Israel - Ra'anana
Tel: 972-9-744-7705

意大利Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

意大利Italy - Padova
Tel: 39-049-7625286

荷兰Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

挪威Norway - Trondheim
Tel: 47-7289-7561

波兰Poland - Warsaw
Tel: 48-22-3325737

罗马尼亚
Romania - Bucharest
Tel: 40-21-407-87-50

西班牙Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

瑞典Sweden - Gothenberg
Tel: 46-31-704-60-40

瑞典Sweden - Stockholm
Tel: 46-8-5090-4654

英国UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820

© 2017 Microchip Technology Inc.