

LM5022

Application Note 1696 Designing a Boost LED Driver Using the LM5022



Literature Number: ZHCA322

采用LM5022 设计一个升压型LED驱动器

美国国家半导体
应用注释1696
Chris Richardson
2007年10月



采用LM5022设计一个升压型LED驱动器

引言

本应用注释以逐个器件讨论的方式提供了一个LED驱动器的设计指南,驱动器采用LM5022并基于升压转换结构。转换器在 $12V \pm 10\%$ 输入电压下工作,并以

$1.0A \pm 10\%$ 的控制电流驱动四个串联的白光LED,输出纹波电流为 $200mA_{P-P}$ 或更低。电路如图1所示。这个转换器的PCB和性能特性在应用注释AN-1605中有详细介绍。

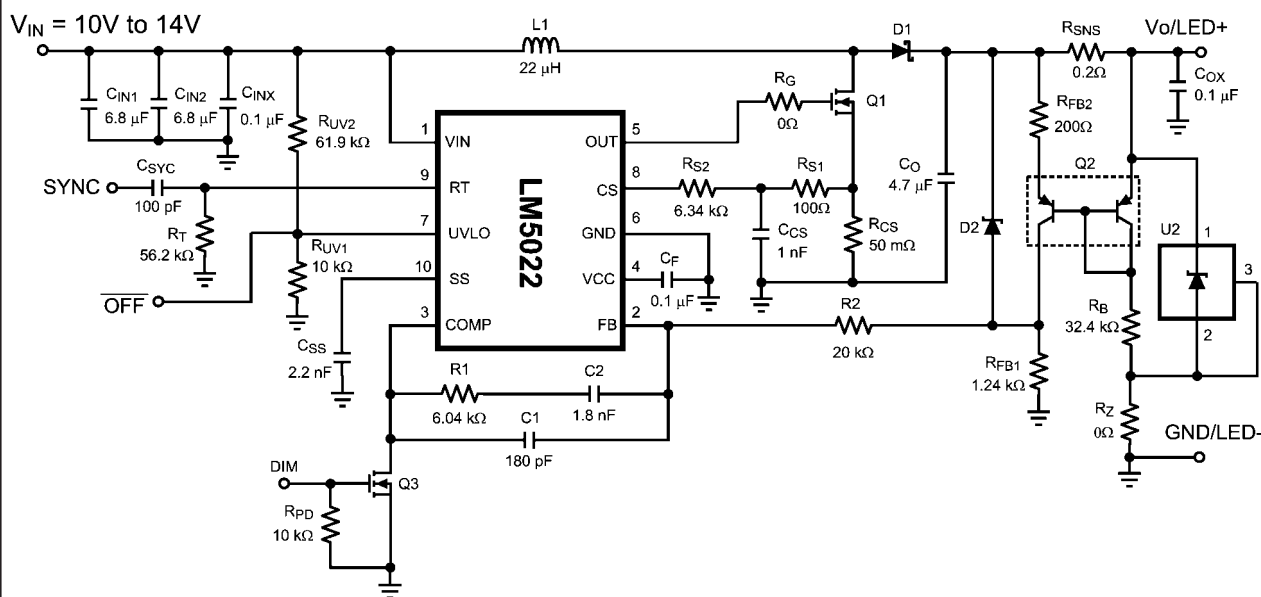


图 1. 电路图

输出电压

每个LED的正向电压 V_F 都因制造商,工艺及温度而异,所以为了简化设计,选择在 $1.0A$ 处最大 V_F 为 $4.0V$ 。采用 V_{FMAX} 处能确保电感和功率MOSFET满足系统在最差情况下的功耗要求。有些计算会使用典型的LED阵列的正向电压,平均每个LED为 $3.3V$ 。

总输出电压 V_O 等于串联的LED数目 n 乘以 V_F 加上与LED串联的电流感测电阻(R_{SNS})的压降 V_{SNS} 。在本例中, V_{SNS} 为 $200mV$,这是折衷 R_{SNS} 的功耗与电流感测电路的信噪比(SNR)之间的结果。

$$V_O = n \times V_F + V$$

$$V_{O-MAX} = 10 \times 4.0 + 0.2 = 40.2V \text{ (最大值)}$$

$$V_O = 10 \times 3.3 + 0.2 = 33.2V \text{ (典型值)}$$

占空比

所有升压稳压器(电压或者电流)都逐步提升输入电压,从而产生更高的输出电压,具有如下的占空比 D :

$$D = \frac{V_O - V_{IN} + V_D}{V_O + V_D}$$

(V_D 为输出二极管的正向压降)

LED 电流感测电阻

采用 $200mV$ 的感测电压设定 $1.0A$ 的LED电流, R_{SNS} 应为 0.2Ω 。 R_{SNS} 的功耗为 $1.0^2 \times 0.2 = 200mW$ 。采用一个 $0.33W$, 1% 容差,封装为 1206 的电阻。

高侧电流感测

LM5022升压LED评估电路板用匹配的PNP晶体管对作电平位移。基射极电压的匹配有助于确保输出电流满足 $\pm 10\%$ 的规范,因为不匹配的晶体管会导致输出电流误差大于 $\pm 20\%$ 。这个电路如图2所示,具有两种用途。

AN-1696

首先，它能感测 R_{SNS} 上LED电流差别，并由电平位移将信号与LM5022的FB引脚相衔接。其次，晶体管放大了电流感测电压 V_{SNS} ，并降低了 R_{SNS} 上的功耗，使用户能选

择 V_{SNS} 的幅度。对于将最后的LED阴极连到系统接地端的应用，高侧电流感测非常有帮助。

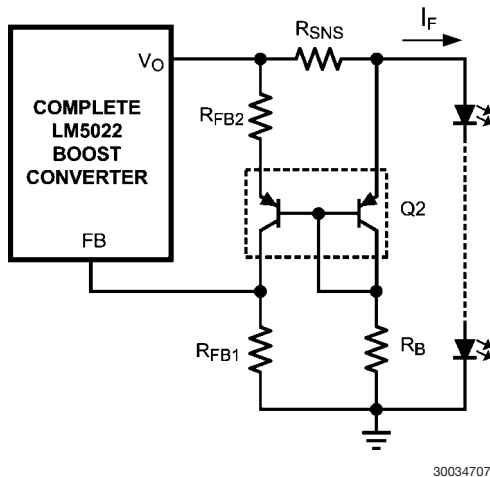


图 2. 用于高侧电流感测的PNP电流镜

电阻 R_B 设定了流经右边晶体管的偏置电流。

建议PNP 晶体管的偏置电流为1 mA。将典型的输出电压减去一个二极管压降，再除以1mA，得到 R_B 。

$$R_B = (V_O - 0.6) / 0.001 = 32.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 32.4 \text{ k}\Omega \text{ } 1\%$$

设定 R_{FB1} 使左边PNP偏置在1 mA，采用以下等式。

$$R_{FB1} = 1.25 / 0.001 = 1.25 \text{ k}\Omega$$

$$R_{FB1} = 1.24 \text{ k}\Omega \text{ } 1\%$$

设定 R_{FB2} 放大电流感测信号使其反馈电压相等：

$$R_{FB2} = (I_F \times R_{SNS} \times R_{FB1}) / 1.25$$

$$R_{FB2} = (1.0 \times 0.2 \times 1240) / 1.25 = 198 \Omega$$

$$R_{FB2} = 200 \Omega \text{ } 1\%$$

开关频率

开关频率的选择基于尺寸、成本和效率之间的折衷。通常情况下，较低的频率意味着需要更大、更昂贵的电感和电容。较高的开关频率通常会产生更小也更缺乏效率的解决方案，因为开关切换和栅极充电损耗会随着频率 f_{SW} 而增加。在本电路中采用300 kHz，这是在电感尺寸和系统效率之间的良好折衷。

$$R_T = \frac{1 - 8 \times 10^{-8} \times f_{SW}}{f_{SW} \times 5.77 \times 10^{-11}}$$

(f_{SW} in Hz, R_T in Ω)

$$R_T = 56.2 \text{ k}\Omega \text{ } 1\%$$

MOS场效应管 (MOSFET)

功率MOSFET的选择也是在成本、尺寸和效率之间的折衷。分解MOSFET的损耗是确定不同器件之间相关效率的一种方法。在本例中，SO-8封装提供给小封装尺寸一种平衡，使其在稳态下具有至少1W的耗散能力。MOSFET的损耗可分解为导通损耗，栅极充电损耗和开关损耗。

导通损耗或 $I_D R$ 损耗， P_C ，可近似为：

$$P_C = D \times \left[\left(\frac{I_O}{1-D} \right)^2 \times R_{DSON} \times 1.3 \right]$$

因子1.3代表热效应造成的MOSFET导通电阻增加。换句话说，可忽略因子1.3，并采用MOSFET在高温下的最大导通电阻。

栅极充电损耗 P_G 由功率MOSFET的栅极电容充放电产生，近似地：

$$P_G = V_{CC} \times Q_G \times f_{SW}$$

Q_G 为MOSFET的总栅极电荷。因为在LM5022而不是在MOSFET中产生实际功耗，栅极电荷损耗不同于导通损耗和开关损耗。如果 V_{CC} 引脚没有外加偏置，由于MOSFET驱动电流通过 V_{CC} 稳压器，则LM5022 IC产生额外损耗。本例子中的损耗项 P_G 变为：

$$P_G = V_{IN} \times Q_G \times f_{SW}$$

开关损耗 P_{SW} 发生在MOSFET导通和关闭之间的简短转换期间。在转换期间，MOSFET沟道中会有电压和电流。损耗近似如下：

$$P_{SW} = 0.5 \times V_{IN} \times [I_F / (1 - D)] \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

(t_R 和 t_F 是MOSFET的上升和下降时间)

在本例中，MOSFET两端的最大漏源电压为40.2V加上由寄生电感和电容产生的振铃电压。高侧MOSFET栅极的最大驱动电压为 V_{CC} 或者7V典型值。所选的MOSFET必须能承受40.2V加上漏源的任何振铃电压，也要能处理至少7V加上栅源的振铃电压。采用最小额定电压为50V_{DS}和10V_{GS}的MOSFET。比较数据表中的损耗，采用一个SO-8封装的MOSFET，其额定电压为60V_{DS}，最小 $R_{DS(on)}$ 为31 m Ω ，栅电荷为27 nC，上升和下降时间分别为10 ns和12 ns。

输出二极管

升压稳压器要用一个输出二极管D1（参见图1），能在MOSFET关闭期间传输电感电流。考虑到低正向压降和零反向恢复时间，选择D1用效率最高的肖特基二极管。D1必须能承受最大输出电压加上MOSFET导通时产生的任何开关节点振铃电压。实际上，由于二极管寄生电容和引脚电感的原因，所有开关转换器在开关结点都会产生一些振铃。

D1必须能处理平均输出电流 I_F 。从二极管数据手册的I-V曲线查到典型二极管正向电压 V_D ，然后乘以 I_F ，可得到功耗。二极管的数据手册也会提供典型的结点到环境热阻 θ_{JA} ，可用于估算肖特基二极管的工作硅片温度。将功耗($P_D = I_F \times V_D$)乘以 θ_{JA} 得到温升。选择适合的壳体尺寸以保持肖特基二极管温度低于最大工作温度。在本例中，肖特基二极管的额定值为60V和2A，比较合适，因为最大LED电流将是1A。如果应用中小型封装尺寸比较重要，则采用如SMA这样类型的封装。更大的壳体尺寸通常有较低的 θ_{JA} 和较低的正向压降，所以为获得更好的效率，采用更大的SMB壳体尺寸。

升压电感

选择电感器的首要关键是本身的电感量。在固定频率升压转换器中，该值基于所需的纹波电流峰峰值 Δi_L ，它与平均电感电流 I_L 一同流过电感。在连续导通模式(CCM)下，升压转换器的 I_L 大于LED电流 I_F 。两个电流之间的关系可用下式表达：

$$I_L = I_F / (1 - D)$$

除了考虑开关频率，采用的电感是在尺寸和成本之间所作的折衷。较大的电感意味着更低的输入纹波电流，然而因为仅在关闭期间电感才连到输出端，输出纹波电压的降低有限制。较低的电感导致用更小更便宜的磁铁。采用能提供30%至50% I_L 的纹波电流的电感对于CCM升压转换器是一个不错的开始。应用输入电压极限值计算最小电感，从而找到满足最高要求的工作条件：

$$L_1 = \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW} \times \Delta i_L}$$

计算单位用安培，伏特和兆赫，得到的电感值单位是微亨。为了确保升压稳压器工作在连续导通模式，需

要第二个等式，也必须在输入电压的转角处估算需要的最小电感：

$$L_2 = \frac{D(1-D) \times V_{IN}}{I_O \times f_{SW}}$$

计算单位为伏特，安培和兆赫时，得到的电感单位是微亨。

在此设计中将 Δi_L 设为 I_L 的40%。首先，在 V_{IN-MIN} 和 V_{IN-MAX} 处估算占空比。其次，在两个输入电压处估算平均电感电流。第三，确定电感纹波电流。最后，计算电感，选择可满足所有关键参数的标称电感。

最小输入电压下的电感

$$D = (40.2 - 10.8 + 0.5) / (40.2 + 0.5) = 73\%$$

$$I_L = 1.0 / (1 - 0.73) = 3.7A$$

$$\Delta i_L = 0.4 \times 3.7 = 1.5A$$

$$L_1 = (10.8 \times 0.73) / (0.3 \times 1.5) = 17.5 \mu H$$

$$L_2 = (0.73 \times 0.27 \times 10.8) / (1.0 \times 0.3) = 7.1 \mu H$$

最大输入电压下的电感

$$D = (40.2 - 13.2 + 0.5) / (40.2 + 0.5) = 67\%$$

$$I_L = 1.0 / (1 - 0.67) = 3.0A$$

$$\Delta i_L = 0.4 \times 3.0 = 1.2A$$

$$L_1 = (13.2 \times 0.67) / (0.3 \times 1.2) = 24.6 \mu H$$

$$L_2 = (0.67 \times 0.33 \times 13.2) / (1.0 \times 0.3) = 9.7 \mu H$$

最大平均电感电流发生在 V_{IN-MIN} 处。相应的电感纹波电流为1.5A_{P-P}。选择的电感要超过在 V_{IN-MIN} 下为满足纹波电流要求的计算值，并满足在 V_{IN-MIN} 下保持工作在连续导通模式，得以提供一种折衷，允许在最大输入电压时以更高的纹波电流的代价来采用更小的磁铁。在本例中，采用一个22 μH 的电感即可满足这些要求。

选择电感的第二个关键是峰值电流承载能力。在高于这种电流水平时电感将会饱和。饱和时电感值会剧烈下降，导致更高的峰值电流，使得电感过热或将转换器置入限流模式。在升压转换器中，电感的峰值/开关电流 I_{PK} 等于电感的最大平均电流加上二分之一的纹波电流。首先，在给出最大平均电感电流的条件下确定纹波电流：

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW} \times L}$$

最大平均电感电流产生在 V_{IN-MIN} 时。采用选择的22 μH 电感，可得到以下结果：

$$\Delta i_L = (10.8 \times 0.73) / (0.3 \times 22) = 1.2A_{P-P}$$

由此，最高峰值电感电流为：

$$I_{PK} = I_L + \Delta i_L / 2 = 3.7 + 0.6 = 4.3A$$

因此所选电感的额定峰值电流必须高于4.3A，额定平均电流大于3.7A。一种可能是用在售的22 $\mu H \pm 20\%$ 电感，能承受4.8A的峰值电流和4.6A的平均电流。最后，在最大输入电压处重新计算电感电流纹波。下面采用该值来选择输入电容。

$$\Delta i_L = (13.2 \times 0.67) / (0.3 \times 22) = 1.3A_{P-P}$$

输出电容

选择电流调节器的输出电容来控制输出纹波电流 Δi_F ，这与电压调节器(稳压器)相反，其中 Δv_O 是可控的。作为一个恒流源，这个应用不需要在负载瞬态转换时由大容量电容提供负载电流。LED驱动器几乎不需要超过10 μ F的输出电容，这使得多层陶瓷电容(MLCCs)成为一种有吸引力的选择。对于开关调节器中的输出电容，应采用最底质量为X5R和X7R的介质或更好的材料。

一种确定所需输出电容的简单方法是首先确定所需的输出纹波电流，然后乘以负载阻抗 Z_O 。得到的结果是输出纹波电压，可用来选择 C_O 。对于LED驱动器， Z_O 等于：

$$Z_O = n \times r_D + R_{SNS}$$

在该式中 n 为串联LED的数目， r_D 为单个LED的动态阻抗。 R_{SNS} 为LED电流感测电阻。有些LED制造商提供 r_D 的典型值，然而在大多数情况下必须在所需的 I_F 值处对 I_F 与 V_F 的曲线斜率取倒数来确定。实际 r_D 与表明的数值相差50%至200%，确定 r_D 的最佳方法是测量整个阵列的电流-电压特性。10个串联LED的 V_F 与 I_F 关系曲线如图3所示。

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW} \times L}$$

30034712

图 3. 10个白光LED的 V_F 与 I_F 的关系

曲线斜率在1.0A处近似为3.2 Ω 。推荐的 Δi_F 范围是平均电流的10%至40%。本例中设纹波电流为 I_F 的20%，或是200 mA $_{P-P}$ 。因此输出阻抗等于3.4 Ω 。采用最大占空比(在最小输入电压处)计算最小的输出电容。计算参数的单位是安培，兆赫和欧姆，结果单位是微法。

$$C_{O-MIN} = \frac{I_F \times D}{f_{SW} \times \Delta i_F \times Z_O}$$

$$C_{O-MIN} = (1.0 \times 0.73) / (0.3 \times 0.2 \times 3.4) = 3.6 \mu F$$

MLCC具有低ESR，小尺寸和高纹波电流特性，但若在其上接有一个直流偏置时，会在电容中产生损耗。本例中，超过40.2V的最接近标称电压的额定值为50V。几种MLCC数据手册上提供的信息显示以1812尺寸封装的50V，4.7 μ F电容在40V时损耗超过50%的额定电容。增加封装尺寸至2220，提高电容损耗至大约25%，电容约为3.5 μ F。对于本应用这已是足够接近要求的数值了。

由于电感中有非连续电流，升压稳压器的输出电容须能承受大的交流RMS(均方根)电流。在最小输入电压处计算输出电容的交流RMS电流，如下式所示：

$$I_{O-RMS} = 1.13 \times I_L \times \sqrt{D \times (1 - D)}$$

$$I_{O-RMS} = 1.13 \times 3.6 \times \text{Sqrt}(0.73 \times 0.27) = 1.8A$$

选择2220尺寸封装，耐压50V的4.7 μ F电容，额定的纹波电流能力超过3A。

输入电容

在升压稳压器中的输入电容控制输入电压纹波 Δv_{IN} ，并能防止LM5022和输入引脚电感之间的阻抗失配(也被称为电源互调)。输入电容的选择基于其电容量，ESR和额定RMS电流。

基于 Δv_{IN} 或为了防止电源互调而设定最小输入电容量。通常情况下，对于最大电容值的要求出自与电源的互调作用。必须估算输入源的电感 L_S 和电阻 R_S ，如果没有提供这些数据，则假定它们分别为1 μ H和0.1 Ω 。估算最小电容值如下：

$$C_{MIN} = \frac{2 \times L_S \times V_O \times I_O}{V_{IN}^2 \times R_S}$$

计算单位是微亨，伏特，安培和欧姆，结果单位是微法。在最小输入电压处计算最差情况下的最小电容。采用默认的 L_S 和 R_S 估计值，最小电容值为：

$$C_{MIN} = (2 \times 1 \times 40.2 \times 1.0) / (10.82 \times 0.1) = 6.9 \mu F$$

下一个最接近标称20%的电容值为6.8 μ F。最终计算得到输入RMS电流。对于工作在连续导通模式下的升压转换器，可估算得：

$$I_{N-RMS} = 0.29 \times \Delta i_L$$

最大电感纹波电流为1.3A，因此额定的输入电容必须能处理 $0.29 \times 1.3 = 0.38A_{RMS}$ 的RMS电流。在本例中，输入电容是两个6.8 μ F MLCC，采用1210封装尺寸，额定电压为25V。每个电容的额定RMS电流都超过2A，对此应用已足够。25V的额定电压能确保当加上直流偏置时剩下足够的电容量。

开路齐纳二极管

选择LED击穿或开路的保护齐纳二极管D2，一旦发生LED断开或开路故障，电压刚超过稳态输出电压时，即关闭控制环路。在本例中，稳态下的最大 V_O 为40.2V，因此采用最小击穿电压 V_Z 为44.65V的齐纳二极管。参考图1，当D2击穿时整个输出电压将为 V_Z 加1.25V，或者46.0V。 R_{FB1} 将齐纳管电流限制为1mA，因此D2的功耗近似为 $47 \times 0.001 = 47 \text{ mW}$ 。使用SOD-323封装，0.25W的器件。

V_{IN} 和 V_O 的退耦电容

所有开关稳压器都从与主要输入和输出电容并联放置的低值MLCC中获益。对于LM5022，将0805尺寸封装的X7R介质、额定电压100V的100nF电容放在输入端和输出端。输入电容 C_{INX} 应最贴近LM5022的 V_{IN} 和GND引脚放置。

输出电容COX应最靠近LED, 或靠近连接单独安装LED的PCB的连接器来放置。

VCC退耦电容

VCC引脚应采用陶瓷电容进行退耦, 尽量靠近LM5022的VCC和GND引脚放置电容。退耦电容应至少有X5R或者X7R的介质来确保电容在工作电压和温度范围内保持稳定, 并且额定容量最小为470nF。一个很好的选择是采用X7R介质的1.0 μ F 器件, 且额定电压为25V的1206外壳尺寸。

电流感测滤波器

寄生电容, 电感和栅极驱动电流会在电流感测电压中产生尖峰, 此时会使Q1导通。为了防止该尖峰在导通期间过早结束, 每个电路都应有一个由C_{CS}和R_{S1}组成的低通滤波器, 如图1所示。该滤波器的时间常数应足够大, 从而可减少寄生尖峰脉冲而不会显著影响实际电流感测电压的形状。建议R_{S1}的取值范围从10 Ω 到1k Ω , 建议C_{CS}应用范围从100 pF 到 2.2nF。在本例中, R_{S1}和C_{CS}分别用100 Ω 和1nF。

R_{CS}, R_{S2} 和电流限值

在峰值电感电流的稳态调节和过流检测时采用电流感测电阻R_{CS}。使用斜坡补偿电阻R_{S2}确保控制环路的稳定性, 两个电阻都会影响限流阈值。将R_{CS}取得足够低能将功耗控制在最低水平, 同时也要维持其阻值足够高以提供电流感测电路的较高信噪比。设定R_{CS}和R_{S2}使限流比较器在感测到电流超过电感的额定峰值电流之前解扣, 而不会限制稳态下的输出功率。

本例中, 在V_{IN-MIN}处的峰值电流为 4.3A, 同时额定电感峰值电流为4.8A。将限流阈值I_{LIM}设在这两个值之间, 以满足电路器件在4.5A水平处可能的容差。

所需的电阻计算必须考虑到流经R_{CS}的开关电流和流经R_{S1}, R_{S2}以及一个内置2k Ω 电阻的补偿斜升电流。(更多内容可参见LM5022的数据手册)。首先选择R_{CS}, 因为它具有更高成本, 又是选择有限的功率电阻。应在V_{IN-MIN}处用下列公式估算:

$$R_{CS} = \frac{L \times f_{SW} \times V_{CL}}{(V_O - V_{IN}) \times 3 \times D + L \times f_{SW} \times I_{LIM}}$$

在这个等式中V_{CL}为限流比较器的阈值, 等于0.5V。计算的单位采用微亨, 兆赫, 伏特以及安培, 结果单位是欧姆。

$$R_{CS} = \frac{22 \times 0.3 \times 0.5}{(40.2 - 10.8) \times 3 \times 0.73 + 22 \times 0.3 \times 4.5} = 0.035\Omega$$

功率电阻的选择有限, 得到一个50m Ω 器件。

通过计算平均电流, 估算R_{CS}的功耗。在最小输入电压/最大占空比处得到最差情况下的平均电流, 功耗计算如下:

$$P_{CS} = \left[\left(\frac{I_F}{1-D} \right)^2 \times R_{CS} \right] \times D$$

$$P_{CS} = [(1.0 / 0.27)^2 \times 0.05] \times 0.73 = 0.5W$$

在本例中, 采用一个误差为1%的50m Ω , 1210外壳尺寸, 额定功率为0.5W的厚膜片状电阻。

一旦选好R_{CS}, 用下列等式可确定R_{S2}。

$$R_{S2} = \frac{V_{CL} - I_{LIM} \times R_{CS}}{45\mu \times D} - 2000 - R_{S1}$$

$$R_{S2} = (0.5 - 4.5 \times 0.05) / (45\mu \times 0.73) - 2100$$

$$R_{S2} = 6270\Omega$$

1%容差的最接近电阻值为 6.34 k Ω 。

UVLO 阈值

在本例中稳压器在输入电压上升到超过9.0V时开始工作。在灯光变暗或输入端电压下降时, UVLO功能可保护LM5022, 防止吸收大电流使得电感或MOSFET变得过热。使用标准电阻分压等式来设置UVLO阈值。将R_{UV1}设为1%误差10k Ω , 则计算R_{UV2}如下:

$$R_{UV2} = [(V_{IN} - 1.25) \times R_{UV1}] / 1.25$$

$$R_{UV2} = [(9.0 - 1.25) \times 10000] / 1.25 = 62k\Omega$$

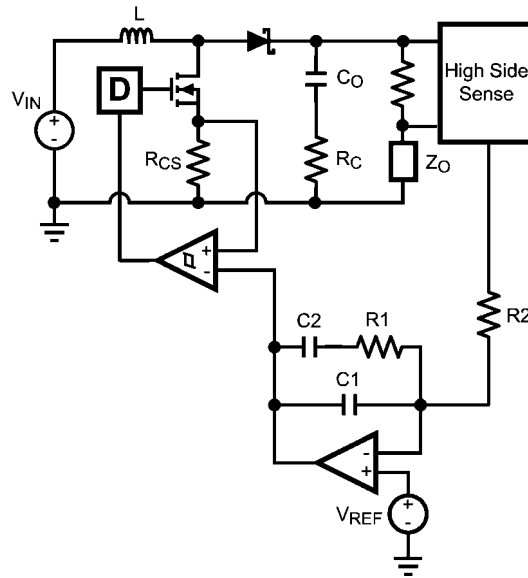
1%容差的最接近电阻值为61.9 k Ω 。

软启动电容

PWM的调光能力对于软启动电路比之于标准电压稳压器更具重要性。使能或止能转换器可以实现调光, 而且, 为了实现可能的最大调光比, 应尽量缩短软启动时间。软启动电容的取值起点为2.2nF比较好, 建议用实验测量来确定, 在启动初始LED电流中不造成大量过冲的条件能否降低容值。

控制环路的补偿

LM5022采用峰值电流模式PWM控制来纠正瞬态造成的输出电流变化。峰值电流模式提供了固有的逐周期电流限制, 改善的线路瞬态响应和相比于电压模式控制更简单的控制环路补偿。尽管不存在负载瞬态, PWM调光需要一个快速控制环路, 可使输出能够快速切换。控制环路由两部分组成。第一部分是电源级, 由脉冲宽度调制器, 输出滤波器, 电流感测电路和LED组成。第二部分是误差放大器, 这是将运放配置成一个反相放大器组态来实现。



30034721

图 4. 电源级和误差放大器

选择补偿器件的一种通用方法是为电源级和误差放大器创建增益和相位的波特图。将两者结合考虑可很容易确定稳压器的总体带宽和相位裕度。软件工具, 诸如 Excel, MathCAD, 和 Matlab, 将有助于观察补偿或者电源级中的变化如何影响系统增益和相位。

CCM峰值电流模式升压转换器中的电源级由直流增益 A_{PS} , 一个负载极点 f_p , ESR零点 f_z , 一个右半平面零点 f_{RHP} , 和峰值电感电流的采样产生的一个双重极点。高侧电流感测电路被当作一个直流增益, 并包含在 A_{PS} 的表达式中。电源级传输函数(也被称为控制到输出的传输函数)表达如下:

$$G_{PS} = A_{PS} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_n \times \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)}$$

直流增益项为:

$$A_{PS} = \frac{(1 - D) \times R_{SNS}}{G_i \times R_{CS} \left(1 + \frac{r_D + R_{SNS}}{R_{OP}}\right)} \times A_{SNS}$$

工作点电阻为:

$$R_{OP} = V_O / I_F$$

电流感测比例为:

$$A_{SNS} = R_{FB1} / R_{FB2} = 6.25$$

电流感测增益为:

$$G_i = 3$$

ESR零点为:

$$\omega_Z = \frac{1}{R_C \times C_O}$$

负载极点为:

$$\omega_P = \frac{\left(1 + \frac{r_D + R_{SNS}}{R_{OP}}\right)}{(r_D + R_{SNS} + R_C) \times C_O}$$

右半平面零点为:

$$\omega_{RHP} = \frac{R_{OP} \times \left(\frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2}{L}$$

采样双重极点品质因子为:

$$Q_n = \frac{1}{\pi \left[-D + 0.5 + (1 - D) \frac{S_e}{S_n}\right]}$$

采样转折频率为:

$$\omega_n = \pi \times f_{SW}$$

电感电流斜率为:

$$S_n = R_{SNS} \times V_{IN} / L$$

补偿斜升率为:

$$S_e = 45 \mu \times (2000 + R_{S1} + R_{S2}) \times f_{SW}$$

在计算 A_{PS} 的等式中, 当输入电压为最大值, 输出电压处于最小值时直流增益为最大值, 因此这是在 $V_{IN} = 13.2V$ 和 $V_O = 33.4V$ 时执行的最差情况分析。直流增益为9.2dB。负载频率极点为 $f_p = 2\pi \omega_P$, 为14 kHz (采用 $C_O = 3.5\mu F$)

算), ESR零点 $f_z = 2\pi\omega Z$ 为38 kHz。采样双重极点产生在开关频率的1.5倍处。(通过 R_{S2})斜率补偿的合适选择在采样双重极点中是最明显的。选择合适的 R_{S2} 可消除增益曲线中的尖峰,并能减少相位延迟的变化速率。电源级的增益和相位图如图5和图6所示。

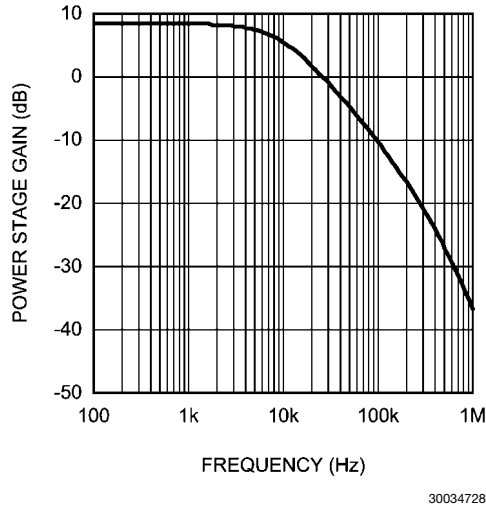


图5. 电源级增益

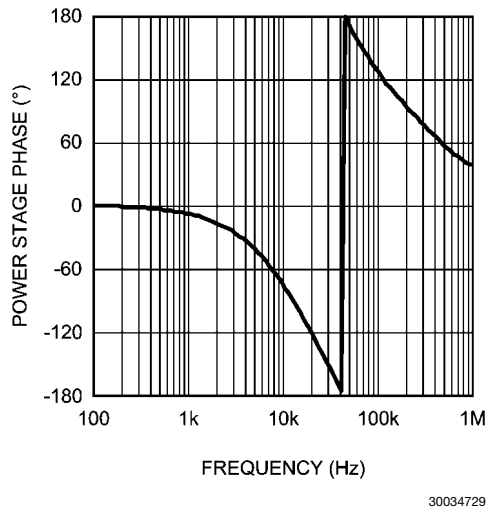


图6. 电源级相位图

负载极点会造成低频处增益以-20 dB/十倍频程产生滚降。右半平面零点和采样双重极点的结合可维持斜率超出开关频率之外。相位在低频处趋向为-90°,但接着会增加至-180°,并且会超出RHP零点和采样双重极点。没有观察到ESR零点的影响,因为其频率位于开关频率之上的几个十倍频程处。

增加增益和减少相位两种措施的结合使之难以补偿带右半平面零点的转换器。设定整体控制环路带宽为右半平面零点频率的1/3至1/10,可使这些负面因素的影响最小,但是需要在控制环路带宽中折衷考虑。

采用误差放大器实现补偿,并提供高直流增益(为输出精度)和高相位裕度(为控制环路稳定性)。将误差放大器作为带输入阻抗 Z_i 和反馈阻抗 Z_F 的反相运算放大器,能够推导出补偿模块的传输函数 G_{EA} 。大多数应用采用第二种类型或两个极点单个零点的放大器,如图4所示。给出第二种类型网络的拉普拉斯域传输函数如下:

$$G_{EA} = \frac{Z_F}{Z_i} = \frac{1}{R_2(C_1 + C_2)} \times \frac{s \times R_1 \times C_1 + 1}{s \left(\frac{s \times R_1 \times C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + 1 \right)}$$

控制环路补偿的一般设定是,先设定好误差放大器传输函数的中间频带增益,然后确定补偿零点和极点的位置。稳定的控制环路应有至少45°的相位裕度和8dB的增益裕量。

1. 固定补偿零点频率, f_{z1} :

建议该零点的位置为电源级的负载极点, $f_p = \omega_P / 2\pi$ 。在本例中, $f_{z1} = f_p = 14$ kHz

2. 固定补偿极点频率, f_{p1} :

建议该极点的位置为开关频率的一半, $f_{p1} = 150$ kHz

3. 确定所需的控制环路带宽, f_{0dB} :

在本例中,设定 f_{0dB} 大约在右半平面零点频率10 kHz处

4. 确定 f_{0dB} 处的电源级增益:

可以从 G_{PS} 的增益图中读取该值A或者替换 G_{PS} 中's'项为 $2\pi f_{0dB}$ 进行计算。本例中在10 kHz处的增益近似为7.5 dB。

5. 计算A的负值,减去3 dB并将它转换为线性增益:

减去的3 dB accounts意味着在 f_{z1} 处的误差放大器增益和实际中频增益之差。本例中,
 $-7.5 - 3 = -10.5$ dB = 0.3V/V

6. 选择R2电阻:

该值可为任意的,然而选择10 kΩ和100kΩ之间的阻值可得到R1, C1 和C2的经验值。本例中,
 $R_2 = 20$ kΩ 1%.

7. 设定 $R_1 = A \times R_2$: 本例中: $R_1 = 0.3 \times 20000 = 6$ kΩ

8. 设定 $C_2 = 1 / (2\pi \times R_1 \times f_{z1})$: 本例中, $C_2 = 1.81$ nF

9. 设定:

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi \times C_2 \times R_1 \times f_{p1} - 1}$$

本例中, $C_1 = 196$ pF

10. 替换R1和R2为最接近1%的电阻值, 替换C1和C2为最接近10%的电容值: 本例中:

$R_1 = 20$ kΩ 1%, $R_2 = 6.04$ kΩ 1%, $C_1 = 180$ pF 10%, $C_2 = 1.8$ nF 10%

11. 采用C1, C2, R1和 R2的数值来进行误差放大器建模: LM5022的内置误差放大器的开环增益和带宽分别为 75 dB和4 MHz。使用下列等式将它们对 G_{EA} 的影响进行建模:

$$OPG = \frac{2\pi \times GBW}{s + \frac{2\pi \times GBW}{A_{DC}}}$$

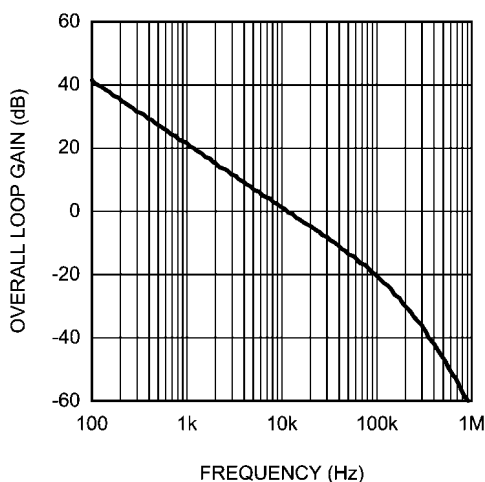
误差放大器的传输函数为：

$$R_{FB2} = \frac{I_F \times R_{SNS} \times R_{FB1}}{1.25}$$

A_{DC} 为线性增益, 75dB 的线性增益等价于大约 5600V/V.

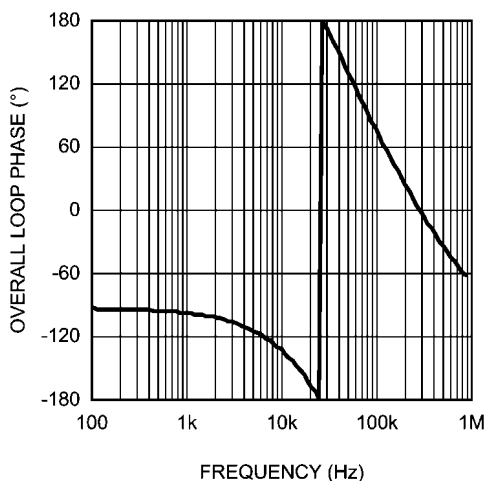
12. 完整的控制环路传输函数的例图及评估：

完整的控制环路传输函数是将电源级和误差放大器传输函数相乘得到的。可以通过读图或者数值估算带宽和相位裕度。



30034736

图 7. 总体环路增益



30034737

图 8. 总体环路相位

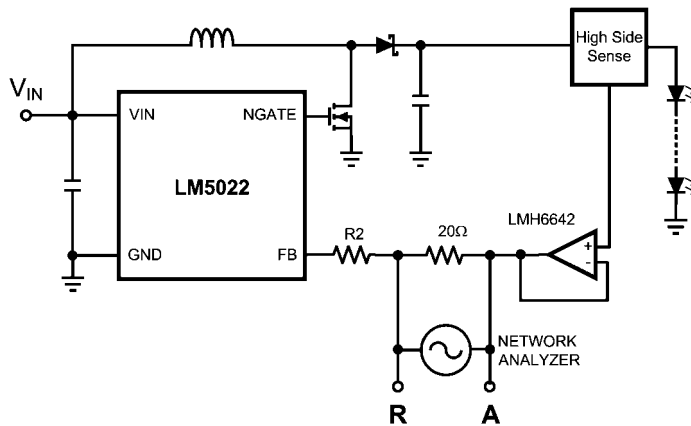
13. 评估带宽，相位裕度和增益裕量：

本例中带宽为12.6 kHz，相位裕度为48°，增益裕度为8.3 dB。满足稳定性要求的所有的条件。

控制环路的测量

如图5至图8所示的控制环路测量都采用了网络分析仪，它们都要求交流信号注入点。将一般为20 Ω至50 Ω的小型电阻与控制环路串联，通过该电路注入交流信号源。输入结点必须在一端为低阻抗，在另一端为高阻抗，可以防止测量误差。在电压稳压器中最常用的注入点介于稳压器输出（低阻抗）和反馈分压器顶部电阻（高阻抗）之间。然而对于LM5022升压LED驱动器，注入点应介于电阻R2和PNP电流镜的输出端之间（如图4中的'高侧感应'模块）。R2可以在一侧提供高阻抗，但是PNP电流镜也具有高阻抗。一种解决方法如图9所示。将一个大带宽运放用做缓冲器。这种技术同样可用在电路仿真器中。

为了测量完整的控制环路，网络分析仪输入端A和R应放在交流信号输入点，如图9所示。为了仅测量电源级，应将输入R端移至COMP引脚处。通过将输入A端移至COMP引脚，可对误差放大器进行测量。



30034746

图 9. 带运放缓冲的网络分析仪

元件清单

标识	器件型号	类型	尺寸	参数	数量	供应商
U1	LM5022	低侧控制器	MSOP-10		1	美国国家半导体
Q1	Si4850EY	N沟MOS管	SO-8	60V, 31 mΩ, 27nC	1	Vishay
Q2	DMMT5401	双PNP三极管	SOT-26	150V, 300 mW	1	Diodes, Inc
Q3	TN0200K	N沟MOS管	SOT-23	20V, 0.7A	1	Vishay
D1	CMSH2-60	肖特基二极管	SMB	60V, 2A	1	Central Semi
D2	CMDZ47L	齐纳二极管	SOD-323	47V, 50 μA	1	Central Semi
L1	PF0552.223NL	电感	12.5 x12.5 x 6.0mm	22 μH, 4.8A, 35 mΩ	1	Pulse
Cin1 Cin2	C3225X7R1E685M	电容	1210	6.8 μF, 25V	2	TDK
Co	C4532X7R1H475M	电容	1812	4.7 μF, 50V, 3 mΩ	1	TDK
Cf	C3216X7R1E105K	电容	1206	1 μF, 25V	1	TDK
Cinx Cox	C2012X7R2A104M	电容	0805	100 nF, 100V	2	TDK
C1	VJ0805Y181KXXAT	电容	0805	180 pF 10%	1	Vishay
C2	VJ0805Y182KXXAT	电容	0805	1.8 nF 10%	1	Vishay
Css	VJ0805Y222KXXAT	电容	0805	2.2 nF 10%	1	Vishay
Csns	VJ0805Y102KXXAT	电容	0805	1 nF 10%	1	Vishay
Csyc	VJ0805A101KXXAT	电容	0805	100 pF 10%	1	Vishay
R1	CRCW08056041F	电阻	0805	6.04 kΩ 1%	1	Vishay
R2	CRCW08052002F	电阻	0805	20 kΩ 1%	1	Vishay
Rb	CRCW08053242F	电阻	0805	32.4 kΩ 1%	1	Vishay
Rfb1	CRCW08051241F	电阻	0805	1.24 kΩ 1%	1	Vishay
Rfb2	CRCW08052000F	电阻	0805	200Ω 1%	1	Vishay
Ruv1 Rpd	CRCW08051002F	电阻	0805	10 kΩ 1%	2	Vishay
Rg,Rz	CRCW08050RJ	电阻	0805	0Ω	2	Vishay
Rs1	CRCW0805101J	电阻	0805	100Ω 5%	1	Vishay
Rs2	CRCW08056341F	电阻	0805	6.34 kΩ 1%	1	Vishay
Rcs	ERJL14KF50M	电阻	1210	50 mΩ, 0.5W 1%	1	Panasonic
Rsns	ERJ8BQFR20V	电阻	1206	0.2Ω, 1%, 0.33W	1	Panasonic
Rt	CRCW08055622F	电阻	0805	56.2 kΩ 1%	1	Vishay
Ruv2	CRCW08056192F	电阻	0805	61.9 kΩ 1%	1	Vishay

注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。
 想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：（a）打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；（b）支持或维持生命，依照使用说明书正确使用，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何"禁用物质"。
 无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europa.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: jpn.feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品 & TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

产品	应用
数字音频	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品	www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	
RFID 系统	
OMAP 机动性处理器	
无线连通性	
德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术(上海)有限公司