

采用AP3074的中大屏幕WLED背光方案设计

作者：张余进
系统工程部

1. 概述

随着对环境保护的越来越重视，WLED背光大有取代传统CCFL背光的趋势，事实上，WLED背光已经成为小型LCD屏幕背光的首选。由于WLED背光具有响应快、使用安全、寿命长、能耗低以及尺寸小等优点，越来越多的中大型LCD屏幕也将采用此种背光方式。与小型LCD屏幕相比，中大型屏幕背光需要数十个甚至数百个WLED，这对背光系统提出了更多的要求，例如，更高的输出电压、更大的输出电流以及更好的电流匹配度等等。

为此，BCD半导体推出基于AP3074的中大型LCD屏幕WLED背光方案。

1.1 方案描述

AP3074背光方案示意图如图1，该方案可以驱动四路LED，且任意两路的电流匹配精度达到 $\pm 0.3\%$ 。AP3074的工作频率可通过外部电阻调节，调节范围为50kHz到1MHz。WLED的亮度可通过外加的PWM信号调节。软启动功能有效消除了起机时的电流浪涌。环路补偿外置使用户能根据实际系统设计补偿参数。该方案包含多种保护功能，确保系统在非正常条件下不被损坏，这些保护功能包括：输入欠压保护、输出过压保护、LED灯条开路保护、LED灯条短路保护、过温保护、Boost二极管/电感短路保护、LED阴极对地短路/Boost二极管开路保护和输出短路保护。

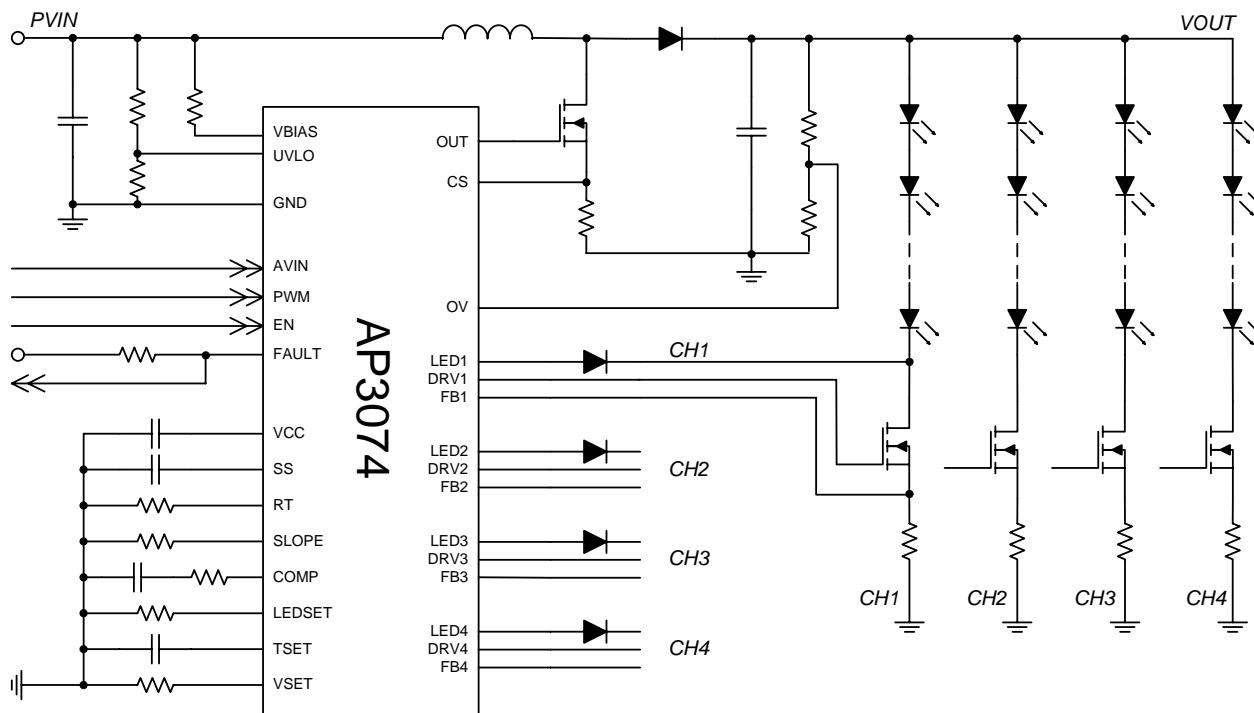


图 1. AP3074 中大型 LCD 屏幕 WLED 背光方案示意图

实际系统可根据图1进行多种拓展，典型的两种应用如图2和图3。

- 图2所示的典型应用1主要规范如下：
- 输入电压：100V
 - 工作频率：110kHz

- 单路WLED电流：120mA
- 单个WLED正向电压：3.2V到3.6V
- WLED数量：单路60颗，共四路240颗

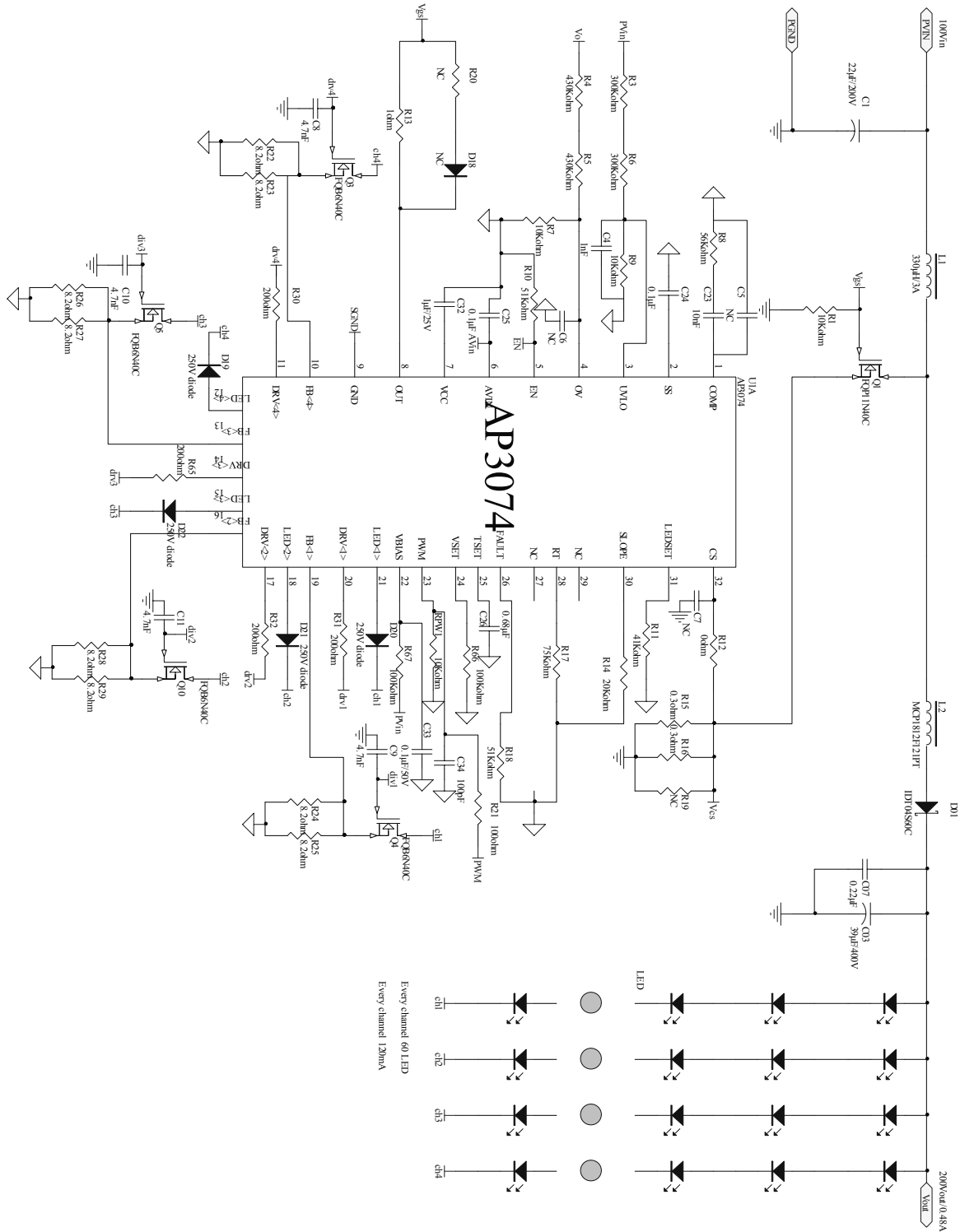


图2. AP3074典型应用1原理图

- 图3所示的典型应用2主要规范如下：
- 输入电压：24V
 - 工作频率：110kHz

- 单路WLED电流：240mA
- 单个WLED正向电压：3.2V到3.6V
- WLED数量：单路20颗，共四路80颗

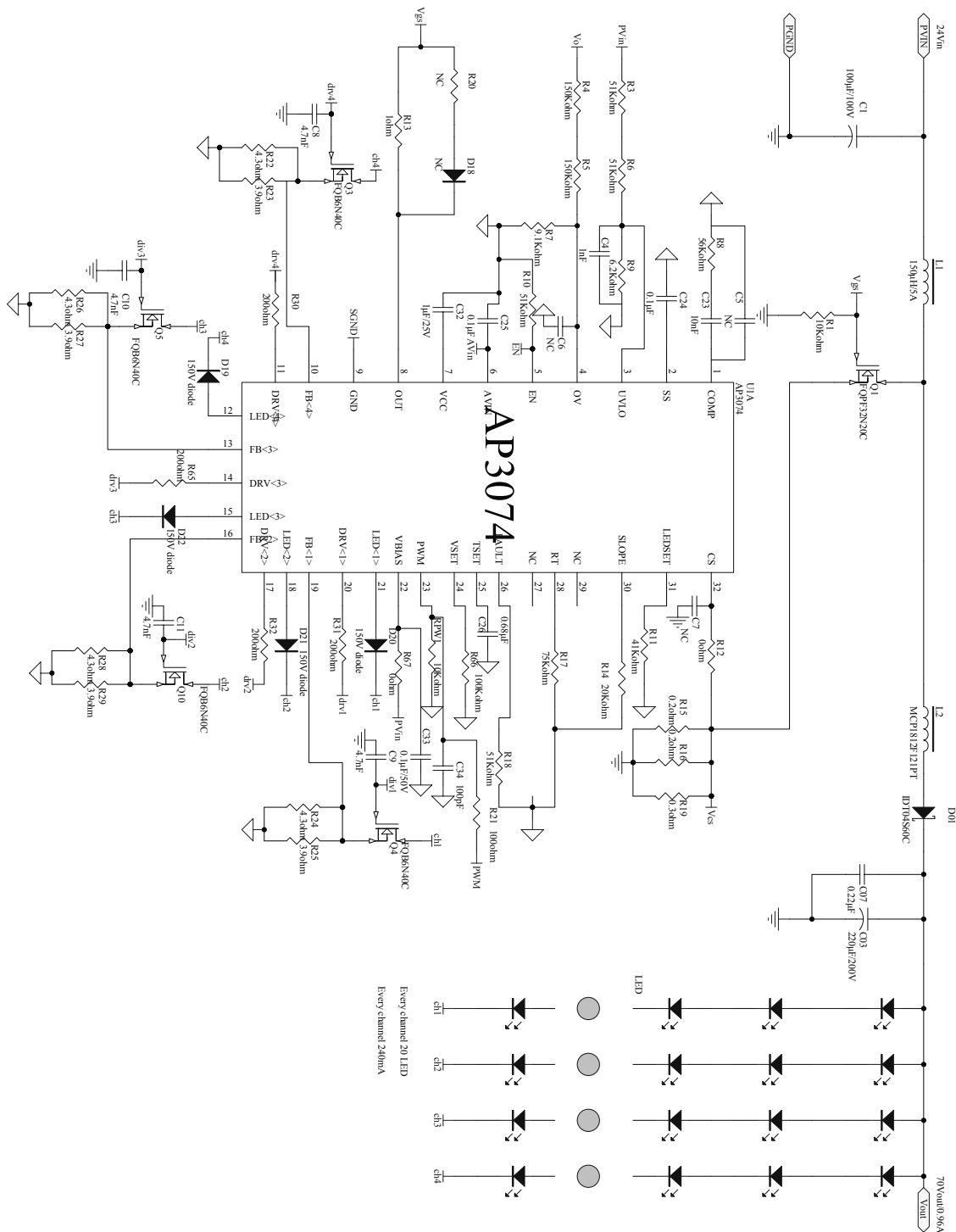


图3. AP3074典型应用2原理图

1.2 AP3074描述

AP3074是一款带有电流调节和PWM调光功能的WLED驱动器。AP3074包含一个Boost控制器和一个4通道LED调节器。Boost采用峰值电流方式控制，简化了环路设计。LED调节器通过驱动外部调光MOSFET调节每个通道的电流，该电流可方便地利用外部电流采样电阻设置。AP3074支持直接PWM调光，调光频率范围为70Hz到20kHz。AP3074的功能框图如图4。

AP3074工作过程大致如下：在每个周期的开始，RS触发器置位，Boost功率开关管Q1（参照图1）开通，流过Q1的电流线性增加，电流采样电阻 R_{CS} （参照图1）上的电压按比例线性增加，此电压加上斜率补偿电压之和送入PWM比较器的同相端。当同相端电压达到反相端电压，即误差放大器（EA）的输出电压，RS触发器

复位，Q1关断。EA输出为检测的反馈电压和通过LEDSET PIN设定的电压 V_{CMS} 之间的误差放大信号。反馈电压是通过二极管D2-D5检测到的最低的调光MOSFET（Q2-Q5）漏极电压。 V_{CMS} 应设定为稍大于调光MOSFET的完全导通压降加上WLED电流采样电阻的电压，这样既能保证输出 V_{OUT} 足够高以驱动每条WLED，又不至于使MOSFET的漏源极电压过高而导致效率损失。很明显，PWM比较器的反相输入端电压被用来设定Boost电感上的峰值电流，从而达到稳定输出电压的目的。每路WLED的电流通过LED调节器（见图5）调整，调节器的基准电压为0.5V，调节器的反馈输入为WLED电流采样电阻 R_{CH1} - R_{CH4} 上的电压，调节器输出 V_{DRV1} - V_{DR4} 驱动调光MOSFET Q2-Q5使流过每路WLED的电流保持恒定，此时调光MOSFET工作在放大区。

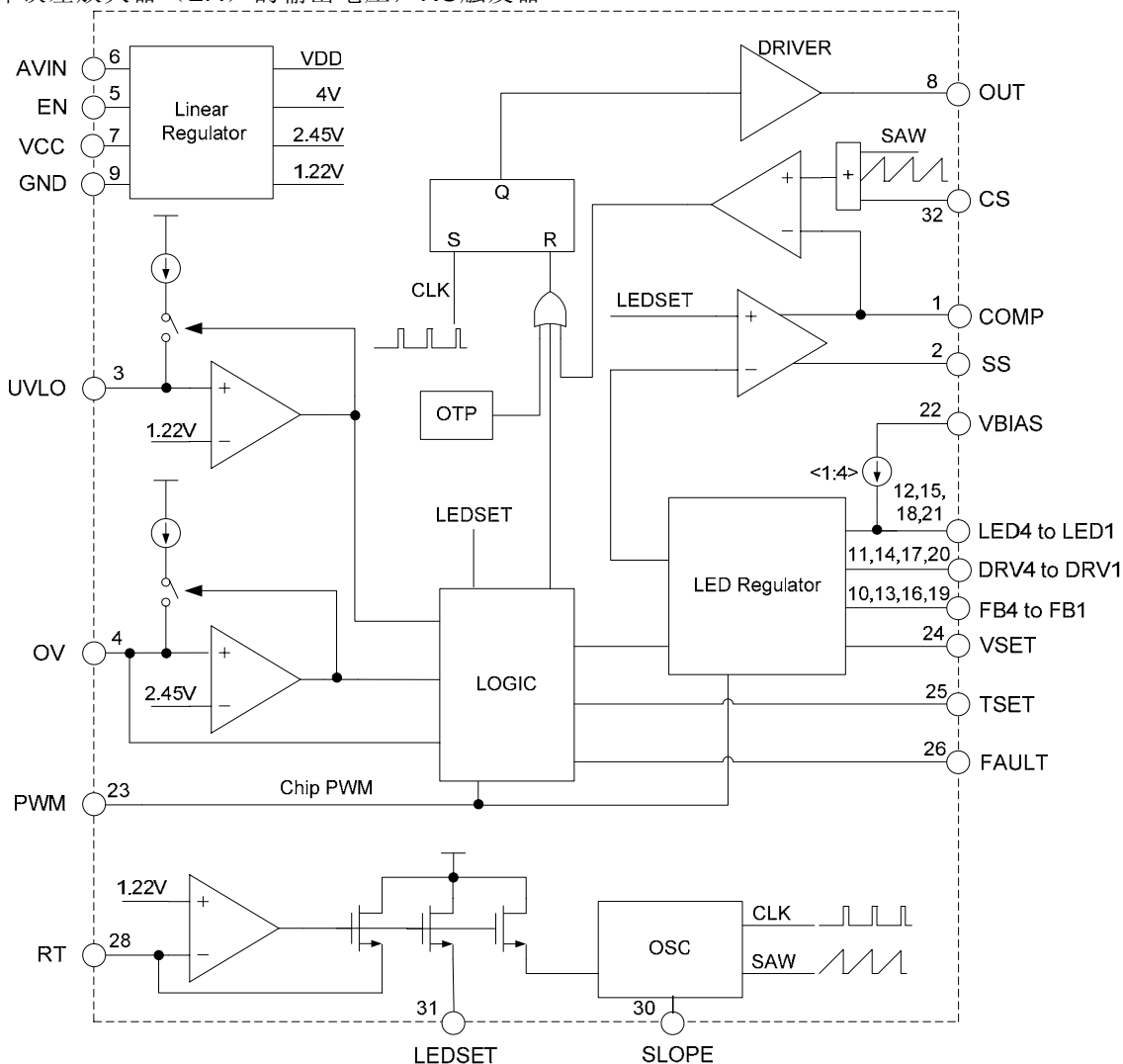


图4. AP3074功能框图

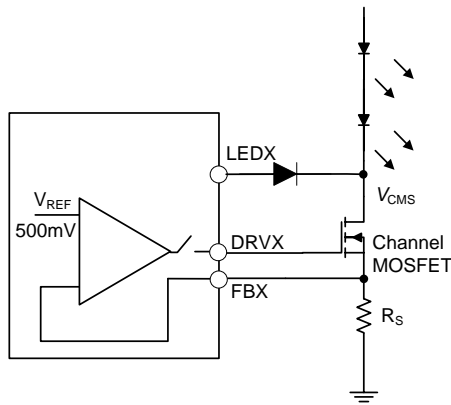


图5. LED调节器功能框图

2. 主要器件的选择

如图1，此方案需要一些外围器件，这部分内容将以典型应用1（以下简称典型应用）为例给出关于这些器件选择的建议。

2.1 C_{IN} 的选择

输入电容 (C_{IN})用于平滑输入电压，减小外部噪声对系统的干扰。典型应用中采用 22μF/200V 铝电解电容。

2.2 电感 L 的选择

选择电感时，首先要确定 Boost 电路工作的模式：连续导通模式(CCM)还是断续导通模式(DCM)。选择 CCM 模式，可以减小电感上的纹波电流和峰值电流。但在电感尺寸受限的情况下，则需选择 DCM 模式。在 DCM 模式下，电感的纹波电流和峰值电流都要大于 CCM。

系统工作在何种模式取决于电感值的大小，电感值小于 L_{CCM(MIN)}，系统工作于 DCM 模式：

$$L_{CCM(MIN)} = \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right)^2 \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{I_{OUT} * f_s} \right) * \frac{\eta}{2}$$

η 是转换效率。

另一个关于电感的重要参数是电感的额定电流，电感值确定后，电感峰值电流为：

$$I_{L_PEAK} = I_{IN} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} * I_O}{\eta * V_{IN}}$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) * V_{IN}}{L * f_s * V_{OUT}}$$

电感的额定电流需大于峰值电流。

例如，在 1.1 描述的典型应用中，V_{IN}=100V，V_{OUT}=200V，I_{OUT}=480mA，f_s=110kHz，η=95%，计算得 L_{CCM(MIN)}=225μH，I_{PEAK_CCM(MIN)}=2.02A，为确保系统工作在 CCM 模式下，选 L 为标准值 330μH，可算出 I_{L_PEAK}=1.7A，选择电感的额定饱和电流为 3A。

2.3 Boost 二极管 D1 的选择

在 MOSFET Q1 关断期间，Boost 变换器通过二极管 D1 续流。此处推荐使用碳化硅二极管，因为碳化硅二极管具有耐压高，无反向恢复等优点，对提高系统效率很有帮助。二极管承受的反向电压为输出电压加上开关上的震荡电压，承受的正向电流为电感上的峰值电流。

二极管的导通损耗由下式计算可得：

$$P_{Diode} = I_{Ave_Diode} * V_F$$

$$I_{Ave_Diode} = I_{IN} * \frac{V_{IN}}{V_O}$$

V_F 是二极管的正向导通压降。

2.4 Boost MOSFET Q1 的选择

在选择合适的功率 MOSFET Q1 时，需要在成本、尺寸和性能等之间进行权衡。Q1 上的损耗为：

$$P_{MOS} = P_{Conduction} + P_G + P_{SW}$$

其中，P_{Conduction} 为导通损耗，P_G 为门极驱动损耗，P_{SW} 为开关损耗。

导通损耗为：

$$P_{Conduction} = K_{TH} * I_{RMS_ON}^2 * R_{DS(ON)}$$

$$I_{RMS_ON}^2 = \left(I_{IN}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) * \frac{V_O - V_{IN}}{V_O}$$

K_{TH} 是 MOSFET 导通电阻的温度系数，温度越高，导通电阻越大。

门极驱动损耗为：

$$P_G = Q_G * V_{CC} * f_s$$

式中 Q_G 为门极驱动电荷，V_{CC} 为 AVIN 通过内部电压调整器调整后的电压。电压调整器上的损耗为：

$$P_{VCC} = (AV_{IN} - V_{CC}) * Q_G * f_s$$

开关损耗为开关导通或关断时由于电压和电流交叠而产生的损耗，实际上 P_{SW} 很难精确计算，初略估算为：

$$P_{SW} = P_{TURN_ON} + P_{TURN_OFF}$$

$$P_{TURN_ON} = \frac{1}{6} (I_{IN} - \frac{\Delta I_L}{2}) * V_{OUT} * t_r * f_s$$

$$P_{TURN_OFF} = \frac{1}{6} (I_{IN} + \frac{\Delta I_L}{2}) * V_{OUT} * t_f * f_s$$

t_r 和 t_f 分别为 MOSFET 的上升和下降时间。Q1 上承受的电压为输出电压加上开关上的震荡电压。

2.5 C_{OUT} 的选择

输出电容的作用一个是滤波，另一个是保持环路稳定。输出纹波包含两部分，分别是输出电容充放电和等效串联电阻上电流变化导致的纹波：

$$\Delta V_o = \Delta V_{O(CO)} + \Delta V_{O(ESR)}$$

$$\Delta V_{O(CO)} = \frac{I_{OUT}}{C_o} * (\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} * f_s)$$

$$\Delta V_{O(ESR)} = I_{L_PEAK} * R_{ESR}$$

为了得到较小的纹波，推荐使用低 ESR 的电容。典型应用中采用 39 μ F/400V 铝电解电容。

2.6 调光 MOSFET Q2-Q5 的选择

由于 Q2-Q5 工作在放大区，即非完全导通，所以其导通电阻 R_{DS_ON} 不是很重要。Q2-Q5 所承受的最大压降为输出电压 V_o ，考虑到过压保护等，选择耐压值 $BV_{DS} > 1.1V_{OVP}$ 。

2.7 功率开关 Q1 电流采样电阻 R_{CS} 的选择

由于 Boost 采用峰值电流模式控制，需要电阻 R_{CS} 采集功率开关管 Q1 上的电流信号。另外， R_{CS} 上的信号用于逐周期过流保护，当 V_{CS} 高于 0.5V，控制器立即关闭开关，直到下一个周期开始。因此，在正常工作时 V_{CS} 必须小于 0.5V，同时还应注意 R_{CS} 上的功耗不能超过其额定值。

$$R_{CS} < \frac{V_{CS}}{I_{L_PEAK}}$$

$$P_{CS} = I_{RMS_ON}^2 * R_{CS}$$

典型应用中采用两颗 300m Ω 1206 的电阻并联。

2.8 调光 MOSFET 漏极电压检测二极管 D2-D5 的选择

为了检测 Q2-Q5 漏极上的电压，AP3074 内部产生约 115 μ A 的电流源，流经 D2-D5 到达 Q2-Q5 的漏极。D2-D5 所承受的最大反向电压为 V_{OUT} ，同 2.6，采用反向耐压 $> 1.1V_{OVP}$ 的开关二极管。

2.9 LED 电流采样电阻 RCH1-RCH4 的选择

LED 电流调节器的基准电压为 0.5V（见图 5），因此：

$$R_{CH1-4} = \frac{0.5}{I_{LED}}$$

为了获得精确的 LED 电流，通常采用多个电阻并联。

2.10 输入欠压保护电阻 R1 和 R2 的选择

AP3074 具有输入欠压保护功能(如图 6)，以防止从 V_{IN} 起机时由于 V_{IN} 不够高而导致系统工作在不确定状态。电阻 R1 和 R2 设定输入开启电压，滞环电压通过开通和关断内部的 19 μ A 电流源来实现。随着 V_{IN} 上升，当 UVLO 管脚端的电压超过 1.22V，芯片启动，电流源开通，UVLO 点电压被抬升，如果 V_{IN} 下降，导致 UVLO 电压低于 1.22V，AP3074 的所有功能都被关闭，同时电流源关闭。由此可得出开启电压为：

$$V_{IN_THRESHOLD} = 1.22 * \frac{R1 + R2}{R2}$$

滞环电压为：

$$V_{IN_HYSTERSYS} = 19\mu A * R1$$

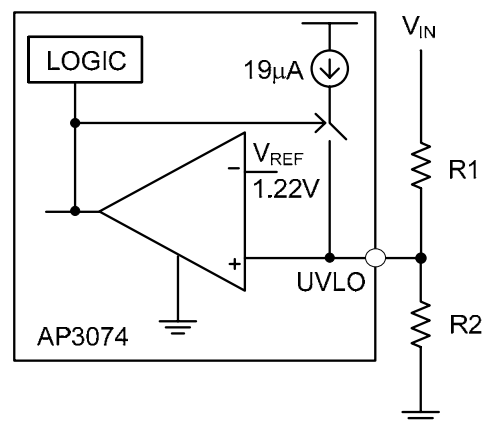


图 6. 输入欠压保护功能框图

2.11 输出过压保护电阻 R3 和 R4 的选择

AP3074 提供了输出过压保护功能，其工作原理与输入欠压保护类似。当电路处于非正常状态导致输出电

压上升,使得OV点电压 V_{OV} 超过2.45V,即发生过压保护,开关停止,COMP点放电,19 μ A电流源开通,OV点电压被抬高。由于Boost停止工作,输出电压下降,当OV点电压下降至低于2.45V,系统重新工作。输出过压保护点为:

$$V_{OVP} = 2.45 * \frac{R3 + R4}{R4}$$

过压保护滞环电压为:

$$V_{OVP_HYSTERSYS} = 19\mu A * R3$$

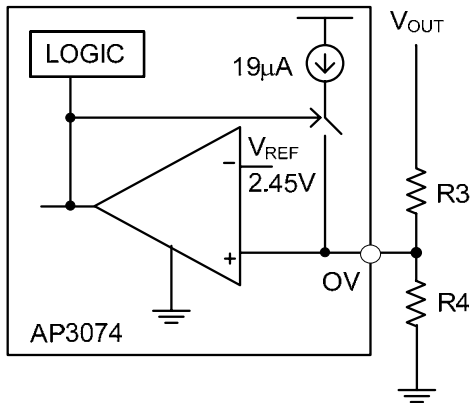


图7. 输出过压保护功能框图

2.12 工作频率设定电阻 R_{RT} 的选择

Boost电路的工作频率 f_s (kHz) 由电阻 R_{RT} (k Ω) 确定,其关系为:

$$R_{RT} = \frac{10^6}{125 * f_s}$$

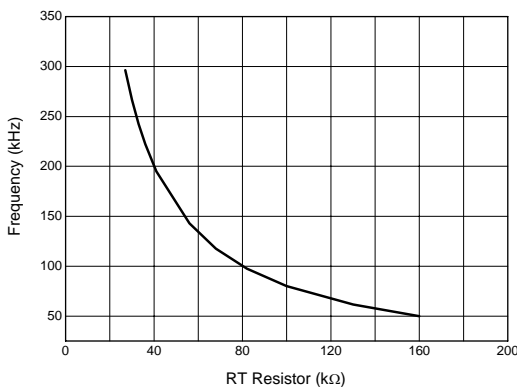


图8. 频率设定曲线

2.13 偏置电阻 $R5$ 的选择

图5中,LED调节器的检测电流由 V_{IN} 通过 $R5$ 提供,流入管脚BIAS的偏置电流需大于600 μ A, V_{BIAS} 被内部电

路钳位在27V左右,为了能够提供足够的偏置电流,选择:

$$R5 < \frac{V_{IN} - V_{BIAS}}{600\mu A}$$

如 V_{IN} 小于27V,选 $R5=0$ 。典型应用中 $R5=100k\Omega$ 。

2.14 VCC旁路电容 C_V 的选择

AP3074内部包含一个线性调整器,以产生稳定的电压 V_{CC} 给PWM控制器、控制逻辑电路和MOSFET驱动器等供电。此调整器的输入为 AV_{IN} ,当 $11V \leq AV_{IN} \leq 27V$ 时, V_{CC} 约为10V;若 $AV_{IN} < 11V$,则 V_{CC} 约为 $AV_{IN} - 0.2V$ 。为了使 V_{CC} 保持平稳,推荐使用1 μ F的高频陶瓷电容用于解耦,电容位置应尽量靠近管脚 V_{CC} 。

2.15 软启动电容 C_{SS} 的选择

C_{SS} 应足够大以防止启动时输入电流和输出电压产生过冲。起机时,芯片内部产生的9 μ A电流源给 C_{SS} 充电, V_{SS} 缓慢上升直至5V,占空比也随之从零逐渐展开直至稳态。 V_{SS} 上升时间为:

$$t_{SS} = C_{SS} * \frac{5V}{9\mu A}$$

典型应用中 $C_{SS}=0.1\mu F$ 。

2.16 环路补偿 R_C 和 C_C 的选择

AP3074采用峰值电流模式控制,简化了环路补偿电路的设计。所选的 R_C 和 C_C 应保证系统有足够的带宽同时又有足够的裕量。典型应用中 $R_C=56k\Omega$, $C_C=10nF$ 。

2.17 斜率补偿电阻 R_{SLOPE} 的选择

由于采用峰值电流模式控制,在占空比大于50%时可能产生次谐波震荡。为防止震荡,需在电流采样电压 V_{CS} 上加入斜率补偿,补偿的斜率应大于1/2的电流采样下降沿斜率。 R_{SLOPE} 按下式选择:

$$R_{SLOPE} < \frac{1.25}{T_s} * 20k * \frac{2L}{(U_{OUT} - V_{IN}) * R_{CS}}$$

式中 T_s 为开关周期。

2.18 调光 MOSFET 最低漏极电压设置电阻 R_{LEDSET} 的选择

R_{LEDSET} 用于设定 V_{CMS} 电压, V_{CMS} 的作用请参考1.2。 R_{LEDSET} 与 V_{CMS} 的关系为:

$$R_{LEDSET} = \frac{V_{CMS}}{2 * I_{RT}}$$

$$I_{RT} = \frac{1.22}{R_{RT}}$$

2.19 LED短路保护电压设置电阻 R_{VSET} 的选择

AP3074提供LED短路保护功能，当某路LED短路，或由于各路LED之间的导通电压不匹配，导致这一路的调光MOSFET漏极电压偏高，达到短路保护设定电压 V_{CM_SHORT} ，即启动LED短路保护，关闭此路调光MOSFET，防止过热烧毁。如果四路LED全部短路并经保护延时确认，则系统关闭且锁定。 R_{VSET} 由下式确定：

$$R_{VSET} = \frac{V_{CM_SHORT}}{6 * 24\mu A}$$

注意 V_{CM_SHORT} 不能大于 V_{BIAS} 电压。

2.20 保护延时确认电容 C_{TSET} 的选择

在发生全部LED灯条短路保护、全部LED灯条开路保护、LED阴极对地短路/Boost二极管开路保护时，AP3074启动 $5\mu A$ 电流源对 C_{TSET} 充电，如果 C_{TSET} 一直充电至4V，则关闭整个系统并锁定， C_{TSET} 的作用为防止误触发。保护延时确认时间为：

$$t_{DELAY} = C_{TSET} * \frac{4V}{10\mu A}$$

2.21 FAULT状态输出的使用

AP3074采用漏极开路门输出FAULT状态，如图9，所以需要上拉电阻提供高电平输出。当系统正常工作时，内部FET关断，输出高电平；在发生全部LED灯条短路保护、全部LED灯条开路保护、LED阴极对地短路/Boost二极管开路保护并经延时确认后，系统关闭并锁定，内部FET开通，输出低电平；当发生Boost二极管/电感短路保护时，系统立即关闭并锁定，内部FET开通，输出低电平。FAULT状态信号可以和前级AC/DC配合使用，以更好的保护系统。

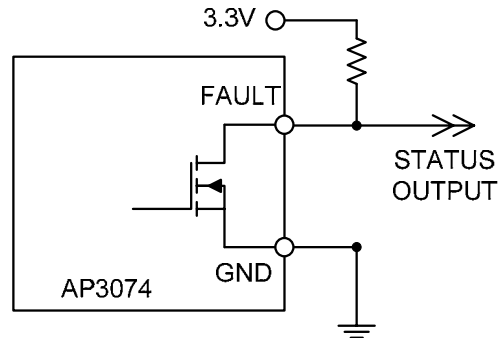


图9. FAULT状态功能框图

3. 系统运行及保护

3.1 调光前准备

系统安装好后，请按下面的步骤启动：

- 1) 连接WLED灯条，灯条阳极接 V_{OUT} ，阴极接调光MOSFET的漏极。如果某通道不用，让此通道的管脚悬空即可。
- 2) 在 V_{IN} 和 GND 之间加100V DC电压。
- 3) 在 A_{VIN} 和 GND 之间加12V DC电压给AP3074供电。
- 4) 在 EN 和 GND 之间加3.3V DC电压启动芯片。

3.2 调光

准备工作完成后，在PWM连接器加上PWM信号即可实现WLED亮度调整。当PWM为高时，各个通道的调光MOSFET同时开通，流过每个通道的电流为设定的LED电流。PWM为低时，各个通道的调光MOSFET同时关断，每个通道的电流皆为零。因此，每个通道的平均电流，也即WLED亮度，取决于PWM占空比。图10为PWM调光示意图。

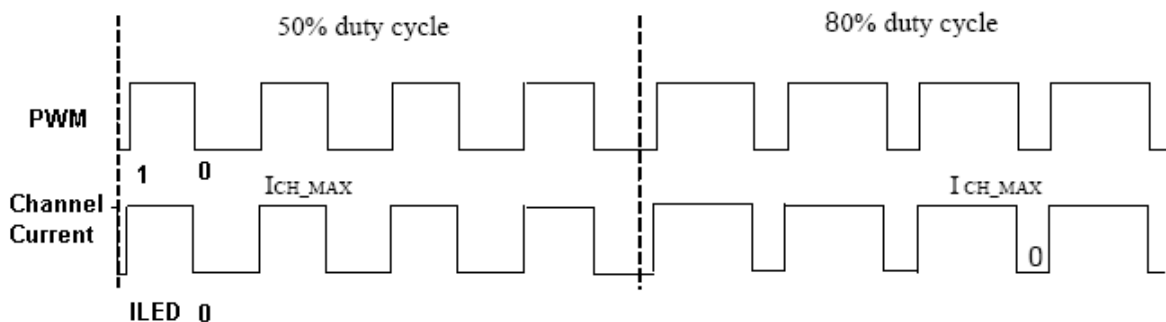


图10. PWM调光示意图

3.3 保护功能

以下以典型应用1为例对AP3074的保护功能进行分别叙述。

3.3.1 输入欠压保护

请参考2.10。

3.3.2 输出过压保护

请参考2.11。

3.3.3 LED灯条开路保护

当某个通道意外断开后，此通道检测到的电流立即变为零，系统会不断提升输出电压，当输出电压达到过压保护点后，Boost关断，同时系统通过LED1-4 PIN检测每个通道的调光MOSFET漏极电压，如果检测到的电压小于0.5V，则这个通道关闭并被排除出反馈。由于Boost MOSFET关断，输出电压逐渐下降，直到低于输出过压保护滞环点，退出过压保护，又开始工作。

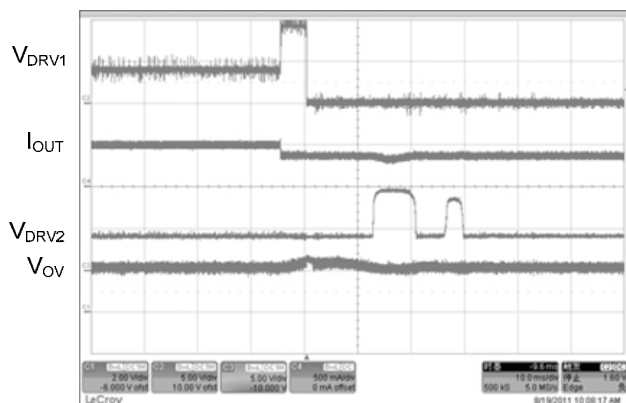


图11. 单路LED开路保护波形

CH1通道断开后，此通道电流为零，输出电流下降1/4， V_O 上升直至过压保护，保护后关闭并排除CH1， V_O 下降至退出过压保护，重新开始工作

如果AP3074检测到所有通道都断开，经保护延时确认，关闭系统并锁定。

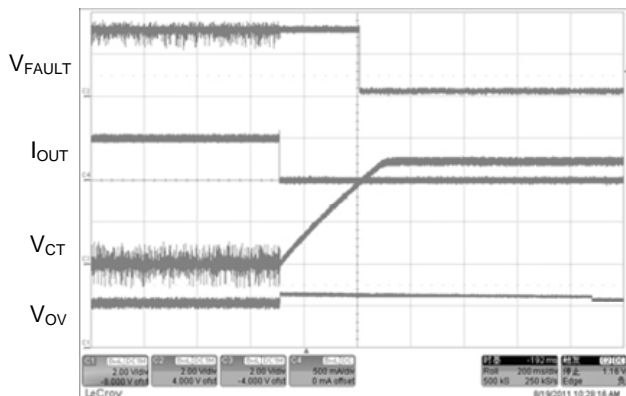


图12. 所有通道LED开路保护波形

所有通道断开， I_{OUT} 降为零， V_O 上升至过压保护后，检测到全部通道断开，启动保护计时， C_{TSET} 充至4V后确认保护，系统关闭并锁定，将FAULT PIN拉低。

3.3.4 LED短路保护

功能描述请参考2.19。图13为正常运行时通过机械开关将通道1之LED阴极和阳极短路时的波形图， I_{CH1} 为被短路通道的LED电流， V_{DRAIN1} 为此通道MOSFET漏极电压， V_{LED1} 、 V_{DRV1} 分别为对应PIN上电压。

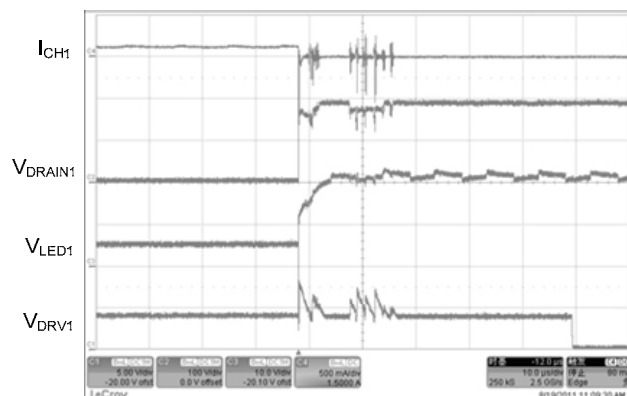


图13. 通道1 LED短路保护波形

短路后检测到 $V_{LED1} > V_{CM_SHORT}$ ，关闭此路驱动并将此路排除

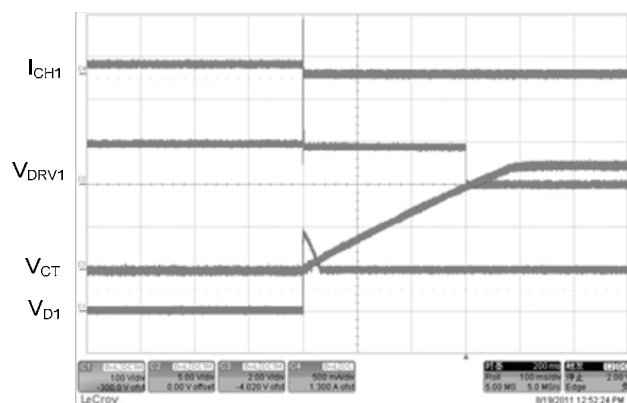


图14. 全部通道LED短路保护波形

系统检测到全部通道短路后，启动保护计时，确认后关闭系统并锁定

3.3.5 过温保护

AP3074具有过温保护功能，当芯片温达到约160°C时，系统关闭，关闭后温度下降，降至约140°C后重新启动，过温保护滞环约为20°C。

3.3.6 Boost二极管/电感短路保护

如果Boost二极管或电感意外短路， V_{CS} 上的电压将急剧上升并达到1.71V，如果这种状态持续超过约40 μ s，系统关闭并锁定。

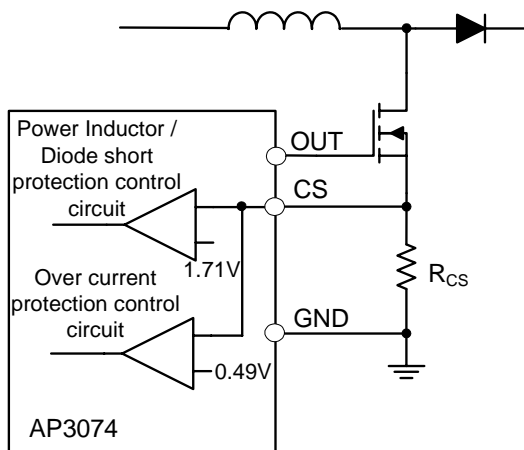


图15. Boost二极管/电感短路保护功能框图

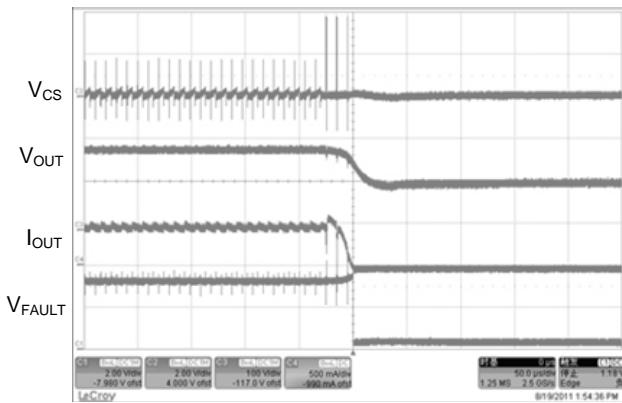


图16. Boost二极管短路保护波形

正常工作时用机械开关将二极管短路，输出直接加载Q1上，Q1开通时，Vcs瞬间上升超过1.71V，约40μs后，系统关闭并锁定，FAULT被拉低

3.3.7 LED阴极对地短路/Boost二极管开路

表1. 保护功能列表

保护类型	触发条件	退出条件	Boost 控制器	保护方式	锁定	FAULT FET
输入欠压	$V_{UVLO} < 1.22V$	$V_{UVLO} > 1.22V$	关闭	滞环控制	否	关断
输出过压	$V_{OV} > 2.45V$	$V_{OV} < 2.45V$	关闭	滞环控制	否	关断
部分LED灯条开路	触发 OVP 后 $V_{DRAIN} < 0.5V$	不退出	正常工作	关闭断开通道，其它正常工作	否	关断
全部LED灯条开路	触发 OVP 后所有 $V_{DRAIN} < 0.5V$	不退出	关闭	系统关闭	是	开通
部分LED灯条短路	$V_{DRAIN} > V_{CM_SHORT}$	不退出	正常工作	关闭短路通道，其它正常工作	否	关断
全部LED灯条短路	所有 $V_{DRAIN} > V_{CMS_SHORT}$	不退出	关闭	系统关闭	是	开通

系统完成软启动，也即Vss到达4V后，开启LED阴极对地短路/Boost二极管开路保护检测。如果上述错误发生，则调光MOSFET的漏极电压小于0.5V，触发保护延时确认，确认后系统关闭并锁定。

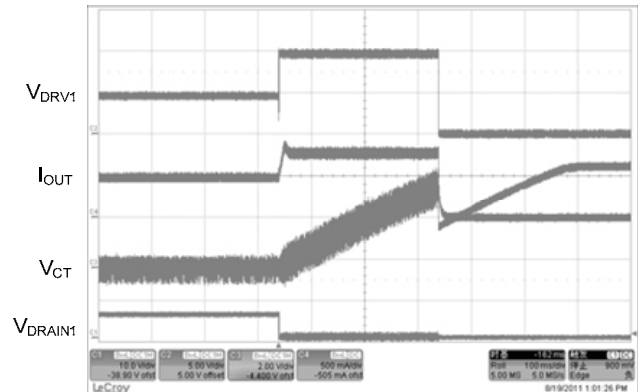


图17. LED阴极对地短路保护波形

正常工作时用机械开关将通道1的LED阴极对地短路，系统检测到 $V_{DRAIN1} < 0.5V$ ，启动保护计时，确认后系统关闭并锁定

3.3.8 输出短路保护

VOUT对GND短路发生时，AP3074检测到的OV PIN上的电压将小于0.2V，系统关闭但不锁定。

3.3.9 闲置通道自动检测

如果不需要用到全部4个通道，将闲置的通道悬空即可。对于悬空的通道，相应的LEDX电压会被内部电流源充至24V，触发LED短路保护，此通道被关闭。如果全部4个通道都悬空，系统关闭并锁定。

3.3.10 保护功能总结

保护功能的列表如下表：

保护类型	触发条件	退出条件	Boost 控制器	保护方式	锁定	FAULT FET
过温保护	$T_J > 160^\circ\text{C}$	$T_J < 140^\circ\text{C}$	关闭	滞环控制	否	关断
Boost 二极管 / 电感短路	$V_{CS} > 1.71\text{V}$ 超过 $40\mu\text{s}$	不退出	关闭	系统关闭	是	开通
LED 阴极对地短路 / Boost 二极管开路	软启动后, $V_{DRAIN} < 0.5\text{V}$	不退出	关闭	系统关闭	是	开通
输出短路	$V_{OV} < 0.2\text{V}$	$V_{OV} > 0.2\text{V}$	关闭	系统关闭	否	关断
非全部通道闲置	$V_{DRAIN} > V_{CM_SHORT}$	不退出	正常工作	闲置通道关闭, 其它正常工作	否	关断
全部通道闲置	所有 $V_{DRAIN} > V_{CM_SHORT}$	不退出	关闭	系统关闭	是	开通

4. PCB设计注意事项

PCB设计对开关电源来说至关重要, 不良的设计会影响系统的稳定性以及效率等性能, 甚至导致系统无法工作。以下为PCB排版时需要注意的几点:

1. Boost包含两个大电流功率回路: 大电流输入回路和大电流输出回路。输入回路从 C_{IN} 正端开始, 依次经过电感L、功率MOSFET Q1和电路采样电阻 R_{CS} , 最终到达 C_{IN} 负端。输出回路从 C_{IN} 正端开始, 依次经过电感L、功率二极管D1、输出电容 C_{OUT} 正端, 再通过 C_{IN} 和 C_{OUT} 之间相连的地线到达 C_{IN} 负端。应使这两个回路的面积最小化以减小开关噪声、减小EMI干扰及提高转换效率。连接回路中各个器件的走线必须短且粗。

2. 将功率地和信号地分开, 两者在 C_{IN} 负端单点连接。功率地为上一条所提的两个回路大电流流经的地线。信号地为小信号流过的地线, 如振荡器、环路补偿、电压电流采样等。

3. 与振荡器, 环路补偿有关的器件尽可能摆放在在芯片附近, 如 R_{RT} 、 R_{SLOPE} 、 R_C 。去耦电容 C_V 也应尽量靠近芯片。

4. 所有易受干扰的走线必须远离功率回路, 以避免受干扰, 如与反馈有关的信号以及UVLO、OV等走线。