

LM5072评估板

[查询LM5072供应商](#)

美国国家半导体公司
应用注释1455
Youhao Xi
2006年3月



引言

设计LM5072评估板使之具有低成本、完全符合IEEE 802.3af以太网供电（PoE）的电源电压，能与PoE和辅助（AUX）电源一起工作。评估板显示了具有多功能反激拓扑结构的LM5072在PoE受电设备（PD）接口和控制器集成电路（IC）等方面的特性。

LM5072评估板特性

- 单端隔离3.3V输出（见图1）
- 支持双端隔离5V和3.3V输出（见图15）
- 支持非隔离输出（见图16）
- 最大输出电流3A
- 为得到最大输出电流的输入电压范围（配置为以下）：
具有已安装好的宽电压范围EP13变压器
PoE输入电压范围：38至60V
FAUX输入电压范围：24至60V
RAUX输入电压范围：16至60V
具有可选的、效率优化的EP13变压器
PoE输入电压范围：38至60V
FAUX输入电压范围：24至60V
RAUX输入电压范围：24至60V
- 测量到的最大效率：
具有已安装好的宽电压范围EP13变压器
直流-直流转换器效率：负载3A时达到81%
整体效率（包括二极管桥）：负载3A时达到78.5%
具有可选的、效率优化的EP13变压器
直流-直流转换器效率：负载3A时达到84%
整体效率（包括二极管桥）：负载3A时达到81.5%
- 电路板尺寸：2.75×2.00×0.66英寸
- 工作频率：250kHz
- PoE输入欠压闭锁（UVLO）释放阈值：标称值39V
- PoE输入UVLO迟滞：标称值7V

该应用注释重点描述了评估电路板。欲知关于LM5072集成电路完整功能和特性的详细信息，请参考相应的数据手册。

关于输入电势的注意事项

设计LM5072用于PoE应用，一般为-48V系统，其中符号GND和-48V标称值分别代表了输入的高电势和低电势。然而，为了易读性，LM5072数据表的书写惯例是正向电压值，其正向输入电势是以LM5072的VEE引脚为参考电平的。因此，当用测试电源对评估板进行测试时，电源电压的负端等同于PoE系统的-48V电势，正端等于PoE系统的接地端。为了防止对数据表和应用注释产生混淆，在这里按惯例使用相同的正向电压。

关于最大功率容量的注意事项

当LM5072提供一个全面符合IEEE802.3af标准的PD解决方案的同时，也能够支持输入电流高达700mA的更高功率水平的应用。然而，设计该评估板是应用于低于12.95W的符合IEEE 802.3af标准的受电设备电源。该电源限制主要是由于使用了相应的额定值器件，如功率变压器和功率开关MOSFET管，其不足以支持更高的功率水平。应注意在较高的功率水平使用LM5072时，必须小心周围的散热环境。

没有一个功率转换可达到100%效率。应注意到转换效率限制使得能够传递到负载的总功率明显低于12.95W。例如，75%的效率限制传送的功率为9.7W。当计算电路板输入电流时必须将转换效率考虑进去。

最后，当配置为前端辅助电源工作时，传送的最大功率是受到热插拔MOSFET管直流限流功能的限定。在较低输入电压时尤其如此。可以通过DCCL引脚上的单个电阻来调节限流值。

评估板的电路图

图1所示为LM5072评估板的电路图。其元件清单（BOM）请参见附录。



评估板的电路图(续)

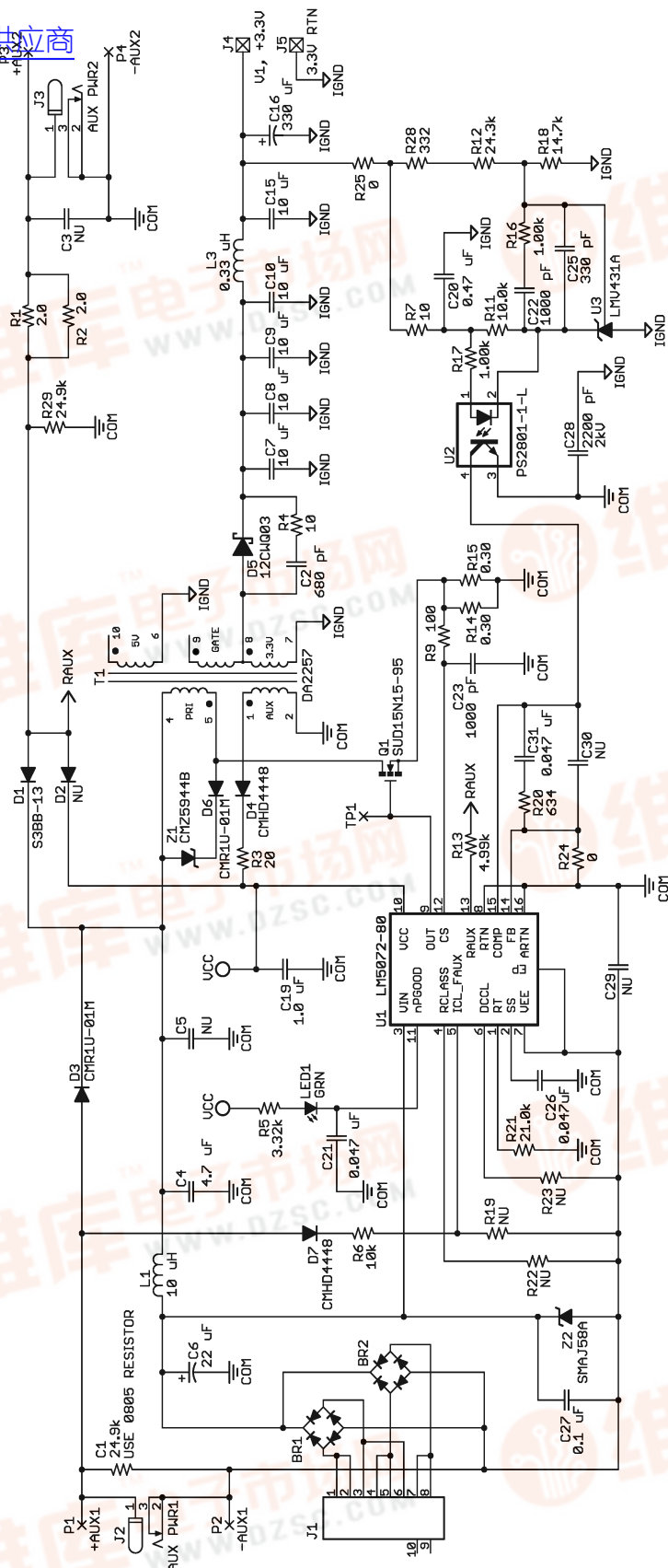
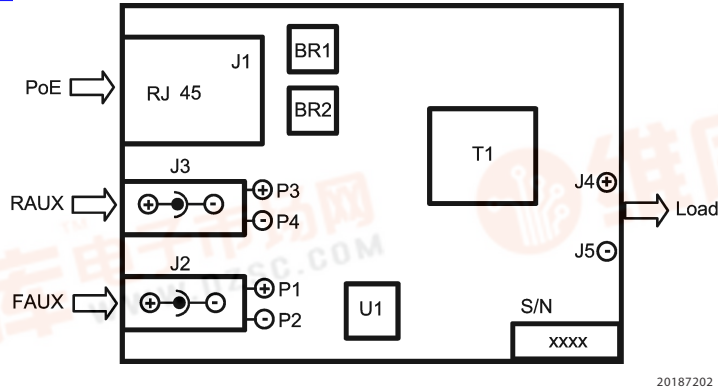


图1.LM5072评估板的电路图

评估板连接与正确的测试方法

[查询LM5072供应商](#)



上电 (续)

一旦正确设置，就可以全功率供电。跨在输出端J4 (+3.3V) 和J5 (3.3VRTN) 上的电压计直接测量3.3V输出线路。如果在几秒钟内没有观察到3.3V输出电压，关闭电源并重新检查连接状况。对效率进行的最終检查是确认器件正常工作的最好方法。在满负载下效率明显低于80%表明出现问题。

在确认PoE正常工作之后，用户可以在FAUX或者RAUX输入端添加辅助电源。建议在应用辅助电源时同样遵从应用PoE时的注意事项。如果观察不到输出电压，很可能是辅助电源的输出极性反相的原因。经过在FAUX和RAUX模式下都可以看到正常工作，则可以进行全面的电源测试。

受电设备接口工作模式

当连接至PoE系统的时候，评估板的受电设备接口将依次经历下列工作模式：受电设备签名检测、功率水平分级（可选）和全功率供电的应用。欲知关于这些工

作模式的更详细信息，请参考LM5072数据表和IEEE 802.3af标准。

签名检测

在LM5072芯片中集成了25kΩ的受电设备签名电阻。采用100nF的电容C27或者C29来实现受电设备签名电容，具体取决于辅助输入电源结构。

应注意到当首先应用FAUX或者RAUX电源时，不允许供电设备（PSE）将受电设备识别为一个正确的器件，因为辅助电压会造成电流导向二极管桥在检测模式期间反向偏置。这可防止供电设备进行供电，所以评估板只吸收辅助电源的电流。

分级

采用R22来实现受电设备分级。通过保持RCLASS引脚开路（不常用R22位置）来将评估板设定为默认的级别0。为了激活一个特定级别来代替级别0，按照下列表中的指示来安装R22。

级别	P _{MIN}	P _{MAX}	I _{CLASS(MIN)}	I _{CLASS(MAX)}	R22选择
0	0.44W	12.95W	0mA	4mA	Open
1	0.44W	3.84W	9mA	12mA	130
2	3.84W	6.49W	17mA	20mA	71.5
3	6.49W	12.95W	26mA	30mA	46.4
4	保留	保留	36mA	44mA	31.6



输入UVLO和UVLO的迟滞

LM5072集成有输入欠压闭锁(UVLO)功能。设定UVLO释放阈值大约为38.5V(在芯片的引脚处)和UVLO迟滞大约为7V。

浪涌电流和直流电流限制编程

LM5072允许用户对内置热插拔MOSFET的浪涌和直流电流限制进行独立编程。评估板使用R19将浪涌电流限制设定为默认的150mA,通过将DCCL引脚保持开路(未使用R23)将直流电流限制设定为默认的440mA。在需要对这些值做出调整的应用中,按照LM5072数据表中的推荐值分别安装R19和R23。请注意由于将DCCL引脚保持开路,原先默认的440mA的直流电流限制在FAUX工作期间被提高到550mA。当使用R23对直流电流进行编程时,同样适用于PoE和FAUX电源模式。应该将其视为一个“严格限制”,换言之,不依赖于具体的工作模式。

FAUX电源选项

对于FAUX电源选项,LM5072的ICL_FAUX引脚通过D7和R6感测FAUX的输入电压。当流经ICL_FAUX引脚的电流在8.5V标称值时大于50 μ A,将会在ICL_FAUX引脚处确立一个状态,为了能够在辅助输入电压低至18V(通过LM5072芯片的VIN引脚观察为17V)时仍旧正常工作而强制UVLO释放。不应将ICL_FAUX当做稳定、精确的UVLO阈值,前置辅助电源会将该引脚电压上拉至超过电压和电流阈值。

应该指出,实现最大输出电流而所需要的最小的FAUX输入工作电压为24V。默认LM5072的内置热插拔MOSFET的FAUX输入直流电流限制为540mA,这是一个主要的限制因素。通过降低FAUX输入电压,输入电流会超出所说的限制,除非输出电流也随之下降。

如果在新设计中未使用FAUX电源选项,将C1、D3、D7、R6和J2从电路中移除以减少元件成本。

RAUX电源选项

对于后置辅助电源选项,LM5072的RAUX引脚通过R13感测RAUX的输入电压。当流经RAUX引脚的电流在2.5V标称值时大于20 μ A,将会在RAUX引脚处确立一个状态,强制开关稳压控制器在输入电压低至10V(通过LM5072芯片的引脚观察为9V)时仍能正常工作。当流经RAUX引脚的电流在标称值6V时大于150 μ A,这是评估板的预置结构,选择辅助电源主导。在辅助电源主导期间,无论PoE电源是否存在,RAUX电源始终为受电设备保持供电。这是通过强制关闭热插拔MOSFET来实现的。如果供电设备可以完成直流保持电源签名,则可以移除48V电源,从而可以将电源分配给其他的端口。如

果仅能执行交流保持电源签名,则供电设备无所谓移除电源。注意辅助电源非主导并不意味着PoE主导。若没有附加电路很难实现PoE主导。欲知鲁棒的PoE主导解决方案的电路信息,请联系美国国家半导体公司。

因为LM5072的输入热插拔特性对于RAUX输入并不适用,使用两个并联的2 Ω 电阻(R1和R2)来实现瞬态保护。对浪涌电路不加以限制会造成其出现在电路板迹线、连接器连接端以及不同的电路元件上,还会造成危险的瞬态电压。然而,这两个电阻会造成RAUX电源模式下的功率损耗,也会减少通过LM5072的VIN引脚感测的有效RAUX输入电压值。在实际的应用中应尽量采用大一点的电阻值。但是,对于低的RAUX引脚输入电压(<16V),需适当减小R1和R2至较低的值。

在RAUX工作期间,关闭热插拔MOSFET。因此,芯片的衬底不再有通向电源的低阻抗路径。建议用户移除C27并采用C29。在热插拔MOSFET上的电容有两个作用:签名电容和对任何衬底噪声的高频短路。

如果在新设计中未使用RAUX电源选项,将C3、D1、D2、R1、R2、R13、R29和J3从电路中移除以减少元件成本。

在RAUX电源选项中的辅助电源主导

评估电路板以RAUX电源选项的方式具有辅助电源主导。可以选择R13为4.99k Ω 来实现。在不需要辅助电源主导的应用中,将安装的R13改变至更高的电阻值。请参考LM5072的数据表可以帮助您更好地选择电阻值。

辅助电源输入"OR-ing"二极管的选择

请特别注意对D1和D3的选择。因为在与这些器件相关的工作期间没有任何开关动作,从而不必采用高速二极管。但它们必须是低反向漏电流器件。另外,在工作期间的漏电流会在ICL_FAUX引脚、或RAUX引脚、或者两端同时产生错误的信号,好像是由FAUX或者RAUX来给电路进行供电。流入ICL_FAUX引脚的漏电流也会破坏浪涌电流的编程,如果其已经实施的话。尽管不常用到中间温度的数据,大多数二极管和晶体管的数据表均提供了在25 $^{\circ}$ C和125 $^{\circ}$ C条件下的最大漏电流值。可预计温度每升高10 $^{\circ}$ C,漏电流值会加倍。

因为漏电流造成这些器件中唯一的功率消耗,所以器件的结温不会达到125 $^{\circ}$ C。因此,没有必要根据125 $^{\circ}$ C结温下的最大漏电流来选择器件。评估板设计考虑55 $^{\circ}$ C为这些器件的最大结温,这也是大多数PoE应用所能接受的。如果要预计更大的漏电流,可对电路做简单的调整。

电阻R29和C1(注意到在评估板的C1位置安装电阻可以实现类似R29的功能)都标注为24.9k Ω ,各自为D1和D3的漏电流提供通路。这两个电阻可以吸收二极



辅助电源输入"OR-ing"二极管的选择

咨询LM5072(续)供应商

管的所有漏电流并防止在ICL_FAUX引脚和RAUX引脚处产生错误的状态。欲知选择这两个电阻的更多信息,请参考LM5072数据表。

反激转换器拓扑

LM5072评估板的直流-直流转换级特点在于其反激拓扑结构,该结构采用最少的电源器件数,实现了可能是最低成本的一款隔离电源。

反激拓扑的独特性能在于它的功率变压器。与普通的功率变压器将初级端的功率同步传送到次级端不同,反激变压器在主开关开启期间首先将能量存储在变压器铁芯中,然后在剩余的周期内将存储的能量释放至负载端。如果主开关在下次开启之间未能将存储的能量完全释放,则定义反激转换器工作在连续导通模式(CCM),否则,定义为工作在非连续导通模式(DCM)。

与DCM相比CCM主要的优点在于(i)更低的纹波电流和纹波电压,需要更小的输入和输出滤波电容;(ii)更低的平均(RMS)电流,因而减少了导通损耗。为了在轻负载条件下保持反激变换器的CCM状态,变压器的初级电感应按照实际的条件尽可能设计得大一些。

与DCM相比CCM主要的缺点在于(i)存在着右半平面零点,这会限制反馈环路可能实现的带宽;(ii)在占空比大于50%时需要斜坡补偿来稳定反馈环路。

在多路隔离输出时反激拓扑还可以具有多个次级绕组。转换器本身通常会利用一个或多个次级通道来为内置控制器提供必要的偏置电压。

评估板使用一个具有32μH初级电感的小型功率变压器。这是允许小型变压器在13V至60V的宽输入电压范围工作而作的折衷决定。然而,因为带功率变压器,反激转换器在输入电压低于42V时满负载工作于CCM模式,

在更高的输入电压或者轻负载时工作在DCM模式。在低输入电压运行期间,当占空比超过50%时,LM5072的内置斜坡补偿有助于稳定反馈环路。

通过一个变压器绕组来为LM5072电路提供偏置电压(V_{CC})。尽管LM5072控制器包含一个内置的启动稳压器,可以支持不同的偏置要求,变压器绕组产生大约2V的输出电压,其高于启动稳压器的输出,因而会关断启动稳压器并减少芯片内的功率消耗。在给定的高电压启动稳压器的低电流限制值(标称值15mA)时,并不表示VCC线路是外置负载的线性稳压器。

限制最小输入工作电压的因素

LM5072支持同低电压辅助电源一起工作。为得到最大输出电流而需要的最小FAUX电压为24V。如果输出电流减少至2A,则最小FAUX电压可减至18V。由FAUX

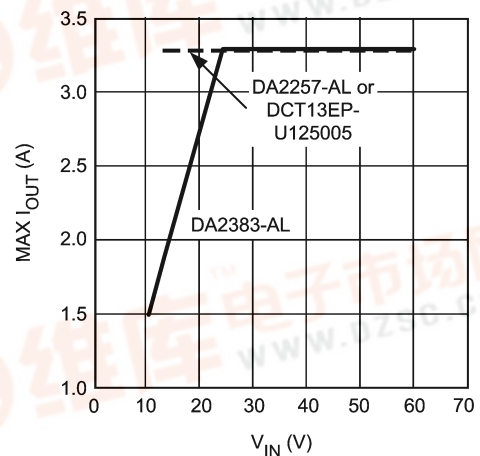
输入OR-ing二极管D3造成的电压降会使VIN引脚电势减少至17V。这是因为在较低的FAUX输入电压时,可以传至负载的最大功率会被热插拔MOSFET的限流功能极大地削减。这是FAUX工作的缺点之一,尽管可通过增加/改变DCCL电阻的具体值来调整直流电流限制。

尽管LM5072在VIN端最小电压为9V时仍可以工作,评估电路板的最小RAUX电压是16V(由浪涌限制电阻R1和R2造成的电压降和RAUX输入OR-ing二极管D1将VIN引脚电势减少到大约15V)。主要有三个因素决定了13V的RAUX工作电压限制:RAUX浪涌电流限制电阻值R1和R2、反激功率变压器设计、电流感测电阻值R14和R15,以及最主要的,即启动稳压器的电压降。

安装的R1和R2都是2Ω电阻。在满负载条件下,这两个电阻会明显减少由直流-直流转换器级观察到的RAUX有效电压。为了使评估板工作于低输入电压下,要求减小R1和R2至1Ω或更低的电阻值。

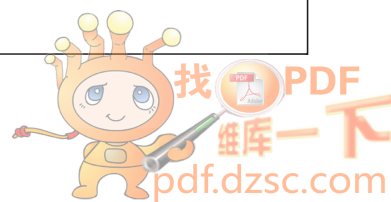
安装的EP13类型功率变压器(DA2257-AL或者DCT13EP-U12S005)是低功耗、面积效率高的解决方案,用于在宽辅助输入电压范围下工作。然而,EP13磁芯的小尺寸截面也会限制能支持的最大磁通。为了在满载下由16V至60V的输入范围内使用这种小型的变压器,需要在最小的工作输入电压和最大的变压器电感之间做出折衷,因为峰值磁通密度会超过3000高斯(饱和值)。这种低成本解决方案的缺点是流经直流-直流转换器级的平均(RMS)电流会增加,而且直流-直流转换器的效率会损失大约3%。

用可选的Coilcraft公司功率变压器DA2383-AL来代替已安装的变压器可以提高效率,但是最小的工作输入电压被限制在24V。为了更低的输入电压而采用这种可选变压器,负载应也随之按比例缩小,如图3所示。



20187203

图3.最大负载电流与不同类型EP13功率变压器限制的最小输入电压之间的关系图



限制最小输入工作电压的因素 (续)

为10V至16V (R1和R2换成1Ω以后, 从VIN引脚处观察的最小电压为9V) 的最大输入电压范围的效率, 采用类似EFD20的大型磁芯。EFD20磁芯具有充足的截面, 可以处理10.5V输入下的峰值电流。

电流感测电阻R14和R15的影响也会限制最小的RAUX输入工作电压。对于输入电压低于22V的情况, 当占空比超过50%时, LM5072的内置斜坡补偿稳定了直流-直流转换器的反馈环路。然而, 斜坡补偿的相对幅度反比于R14和R15的电阻值。R14和R15的最大值满足下列的关系式:

$$\frac{R14 \times R15}{R14 + R15} < \frac{1.8 \times D_{max}}{2 \times D_{max} - 1} \times \frac{f_{sw} \times L_m}{k_t \times (V_O + V_F)} \times 10^{-4}$$

这里,

D_{MAX} 是在最小辅助输入电压时的占空比

f_{SW} 是开关频率, 单位是KHz

L_m 是反激变压器的初级电感, 单位是uH

K_t 是变压器的初级至次级线圈比

V_O 是输出电压, 单位是V

V_F 是输出二极管D5的正向压降, 单位是V

R14和R15都选为0.30Ω可使最小的工作电压达到16V。要实现更低的RAUX输入电压, D_{max} 要取更高些, 因而R14和R15也必须相应减少。然而, 更小的电阻值会增加内置环路补偿的效果。增加环路补偿会使得反馈环路看起来更像是电压模式而非电流模式。这反过来需要为C16选用低ESR的电容, 而非原先安装在评估电路板上低成本电容。

总而言之, 评估电路板上16V的最小RAUX输入工作电压既受限于低成本解决方案, 也受到启动稳压器压降的限制。为了在评估板上使用更低的RAUX电源, 应该对功率变压器T1、输出电容C16、R14和R15, 以及安装的D2做出恰当调整。

当VIN引脚的电压低于15V时就需要安装D2。以此确保V_{CC}稳压器具有足够的启动电压, 假定它具有相对高的压降需求。同样也需要注意在这种结构下不能超出V_{CC}引脚的绝对最大电压值。因此, 很难设计15V标称值的辅助电源, 因为它要求安装D2以及违反了引脚的绝对最大值。可能需要附加的电路, 或者选择一个不同的辅助输入电压。

性能特征

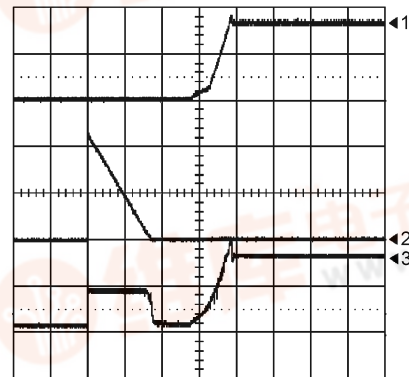
PoE输入上电次序

设计LM5072的高度集成性使得所有的电源时序通信都在电路内产生。用户几乎不需要进行系统管理设计。具体上电次序如下所述。注意到将RTN引脚 (芯片引脚8) 同电路板的+3.3V RTN输出引脚隔离开。

1. 在上电之前, 在电源的非隔离部分的所有结点保持在高电势, 直到UVLO释放以及内置热插拔MOSFET的漏极被下拉至V_{EE} (芯片引脚7)。
2. 在浪涌次序期间对V_{CC}稳压器进行上电。在V_{CC}稳压器启动期间, 它吸收的电流以20mA为级次, 但这不太会被用户所关注。一旦电路的RTN引脚低于1.5V (以VEE为参考源), 热插拔MOSFET的栅极电压上升, 通过将nPGOOD引脚拉至低电平以断开好电源。
3. 一旦断开好电源, 则释放SS (软启动) 引脚。SS引脚电压将会以SS电流源的速率上升, 典型值为10μA除以SS引脚电容C26。
4. 因为开关稳压器实现稳压效果, 辅助电源绕组会提高V_{CC}电压至大约11V, 因而关闭了内置的稳压器, 从而提高了效率。

图4显示了在RTN引脚的电压 (以V_{EE}为参考), 在正常启动序列期间的输出电压V_{OUT}和输入电流变化。RTN电压随着输入电流给输入电容充电而逐渐下降。当充电过程结束后, RTN电压下降至低于1.5V, 接着进行转换器的软启动。

图5显示了在启动期间的V_{CC}电压变化。内置启动稳压器首先产生的V_{CC}电压大约为8V。当确立输出稳压后, V_{CC}通过交叉稳压提高至大约11V。



20187205

水平精度: 5ms/Div

迹线1: V_{OUT}, 2V/Div

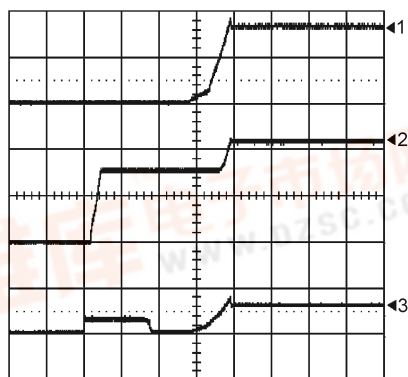
迹线2: RTN引脚电压 (以VEE为参考), 20V/Div

迹线3: 输入电流, 200mA/Div

图4.正常的PoE输入启动次序

性能特征 (续)

LM5072供应商



20187206

水平精度: 5ms/Div

迹线1: VOUT, 在输出稳压确立后的交叉稳压VCC, 2V/Div

迹线2: VCC, 首先在7.6V处启动稳压器稳压, 然后由辅助绕组提高至11V, 2V/Div

迹线3: 输入电流, 0.5A/Div

图5.启动期间的VCC变化

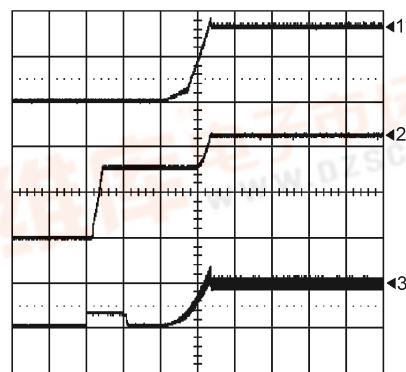
辅助输入上电次序

FAUX输入上电次序过程类似于PoE输入上电次序, 区别仅在于当ICL_FAUX引脚上拉时38V的UVLO释放阈值电平被覆盖了。

RAUX输入上电次序更为简单:

1. 辅助应用快速为输入电容充电。因为串联电阻限制了浪涌电流, 所以应该不会观察到任何过冲现象。
2. 当V_{CC}稳压器确立7.6V时, PWM控制器的软启动开启。
3. 因为开关稳压器实现稳压功能, 辅助绕组将V_{CC}电压提高至大约10V, 因而关闭了内置的稳压器并提高了效率。

图6和图7分别显示了FAUX和RAUX输入的上电次序。



20187207

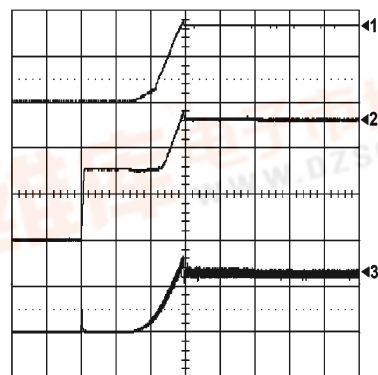
水平精度: 5ms/Div

迹线1: VOUT, 2V/Div

迹线2: VCC, 2V/Div

迹线3: 输入电流, 0.5A/Div

图6.正常的FAUX输入启动次序



20187208

水平精度: 5ms/Div

迹线1: VOUT, 2V/Div

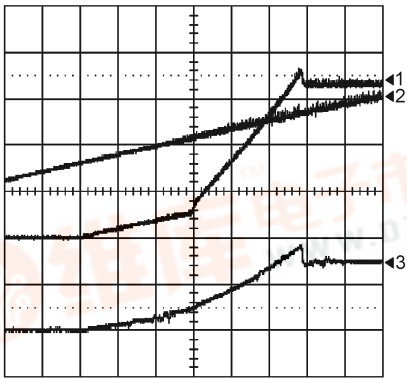
迹线2: VCC, 5V/Div

迹线3: 输入电流, 0.5A/Div

图7.正常的RAUX输入启动次序

图8显示了正常的3.3V输出电压启动, 其中以SS引脚为参考。

性能特征 (续)

[查询LM5072供应商](#)

20187209

水平精度: 1ms/Div

迹线1: VOUT, 1V/Div

迹线2: SS引脚电压 (以RTN为参考), 1V/Div

迹线3: 输入电流 (交流耦合), 200mA/Div

图8. 输出电压Vout (+3.3V) 的软启动细节

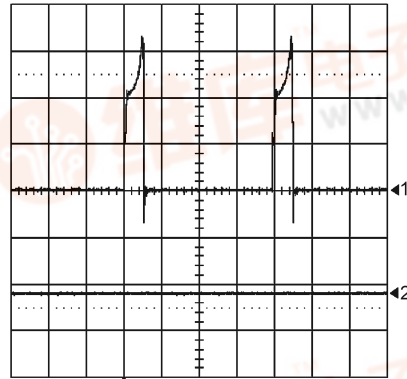
输出死区短路错误响应

评估电路板通过运行至重试 (打嗝) 模式来解决输出死区短路情况。在 +3.3V 线路上施加一个死区短路会造成大量的保护机制依次产生。它们是:

1. 反馈信号增加占空比以维持输出电压。这也开启了逐周期的过流限制, 当电流感测 (CS) 引脚电流超出了电流限制阈值时会关闭主开关。
2. 在内置热插拔 MOSFET 中的电流上升, 直到大约 440mA 的限流值。可观察到电流中的一些过冲, 因为限流放大器的反应和 MOSFET 的工作模式的改变需要时间。
3. 因为线性限流是通过驱动 MOSFET 至饱和区来实现的, 漏电压 (RTN 引脚) 上升。当它达到 2.5V (以 VEE 为参考) 时, 解除断言好电源并使得 nPGOOD 引脚电压上升。
4. 好电源的解除断言会造成软启动电容放电, 这会禁止直流-直流转换器中的所有开关动作。
5. 一旦开关动作停止, 内置 MOSFET 的电流将会下降, 并且漏电压将会下降到低于 1.5V (以 VEE 为参考)。当重新断言好电源之后, 直流-直流转换器将会在新的软启动序列下自动地重新启动。

图9显示了逐周期的峰值电流限制, 它可以在输出短路情况下提供过电流保护机制。短路情况会造成大的过冲电流, 使得功率变压器达到饱和状态。接着, 在主电路中产生大约 4.33A 的大峰值电流。大的峰值电流会使得 CS 引脚处的电流感测电压超过峰值限制阈值 (>0.5V)。因

此 PWM 占空比被缩短了, 导致输入电流在大约 0.34A 处受到限制 (电流脉冲的平均电流)。



20187210

水平精度: 1us/Div

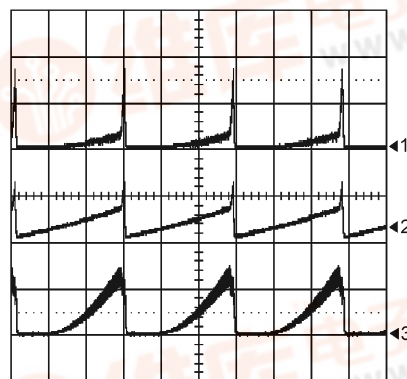
迹线1: CS引脚电压, 200mV/Div

迹线2: 输入电流, 0.5A/Div

Vin=48V, Iin=0.34A

图9. 在输出短路情况下的逐个周期的峰值电流限制保护

图10显示了在输出短路情况下的热插拔 MOSFET 直流限流而产生的过流保护机制。电路在 FAUX 电源结构下工作, FAUX 输入电压设定为 24V。输入电流将会超过 440mA 的热插拔 MOSFET 直流电流限制, 会造成在 RTN 引脚的电压急速上升。它也会使得连接至 SS 引脚的软启动电容 C26 放电, 电路进入至自动重试模式, 直到移除过流情况。观察到在 SS 引脚的电压随着 LM5072 对故障的反应而急速上升。这是因为内置的软启动电路以 RTN 为参考, 而其他所有的显示测量都是以 VEE 为参考源的。



20187211

水平精度: 5ms/Div

迹线1: RTN引脚电压 (以VEE为参考), 2V/Div

迹线2: 软启动引脚电压 (以VEE为参考), 5V/Div

迹线3: 输入电流, 0.5A/Div

FAUX 输入=24V

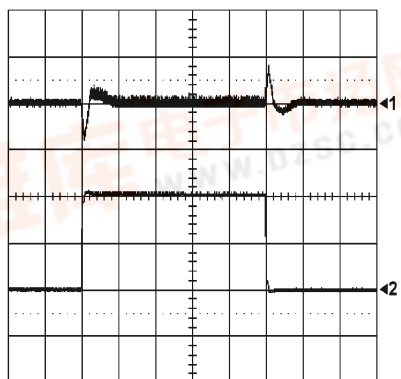
图10. 短路输出故障情况/自动重试

性能特征 (续)

阶跃响应

阶跃响应

图11显示了在 $V_{in}=48V$ 时的突切负载响应。



20187212

水平精度: 0.2ms/Div

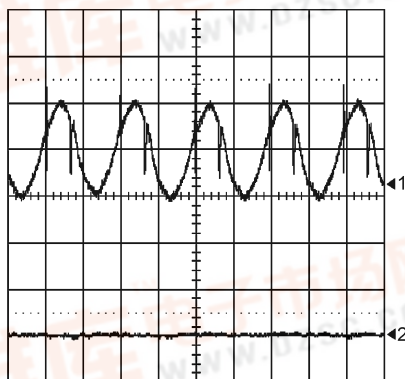
迹线1: 输出电压 (交流耦合), 200mV/Div

迹线2: 输出电流 (直流耦合), 0.5A/Div

图11.突切负载的稳压器响应

纹波电压/电流

图12显示在48V输入电压和3.3A输出电流时的输出纹波电压和输入纹波电流。输入纹波电流受输入滤波电感的作用而减少至低于5mA的峰-峰值。



20187213

水平精度: 0.2ms/Div

迹线1: 输出电压 (交流耦合), 20mV/Div

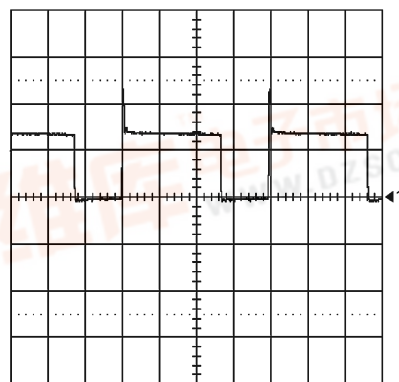
迹线2: 输入电流 (直流耦合), 50mA/Div

$V_{in}=48V$, $I_{out}=3.3A$

图12.纹波电流和电压

反激变压器波形

图13和14分别显示在48V输入和3.3A输出时典型的反激变压器波形: 主开关Q1的漏源电压和整流二极管D5的反向电压。



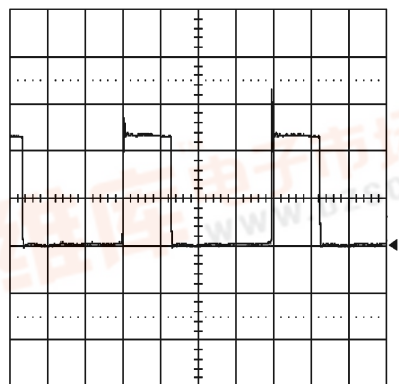
20187214

水平精度: 1us/Div

迹线1: 主开关Q1的漏源电压, 50uV/Div

$V_{in}=48V$, $I_{out}=3.3A$

图13.反激变压器波形



20187215

水平精度: 1us/Div

迹线1: 整流二极管D5的反向电压, 5V/Div

$V_{in}=48V$, $I_{out}=3.3A$

图14.反激变压器波形

为3.3V和5V双通道输出而对评估板做出的修改

很容易将标准的评估板电路修改为一个2A 3.3V和0.6A 5.5V双通道输出电源。为了双通道输出而对电路板做出修改, 可图15所示安装5.5V输出轨的器件。这些器件都被列于附录中的元件清单里。

为非隔离输出而对评估板做出的修改

在不需要对输出进行隔离的应用中，可以使用评估板的非隔离版本来减少元件成本。为实现非隔离版本而作的电路板修改可遵循下列四个步骤：

1. 从电路板以及元件清单中删除未使用的器件：C20、C22、C25、C28、R7、R11、R16、R17、R24、U2和U3。

2. 通过AWG 16的母线连接测试点P5和P6。
3. 通过安装R2010尺寸的0Ω电阻，或者焊接一根AWG 26母线来短路C28焊盘。
4. 将C30修改为3.3nF，C31改为1.0nF，R20改为10kΩ。

图16显示具有单路3.3V输出的非隔离电路图。类似的改变也适用于双通道输出版本

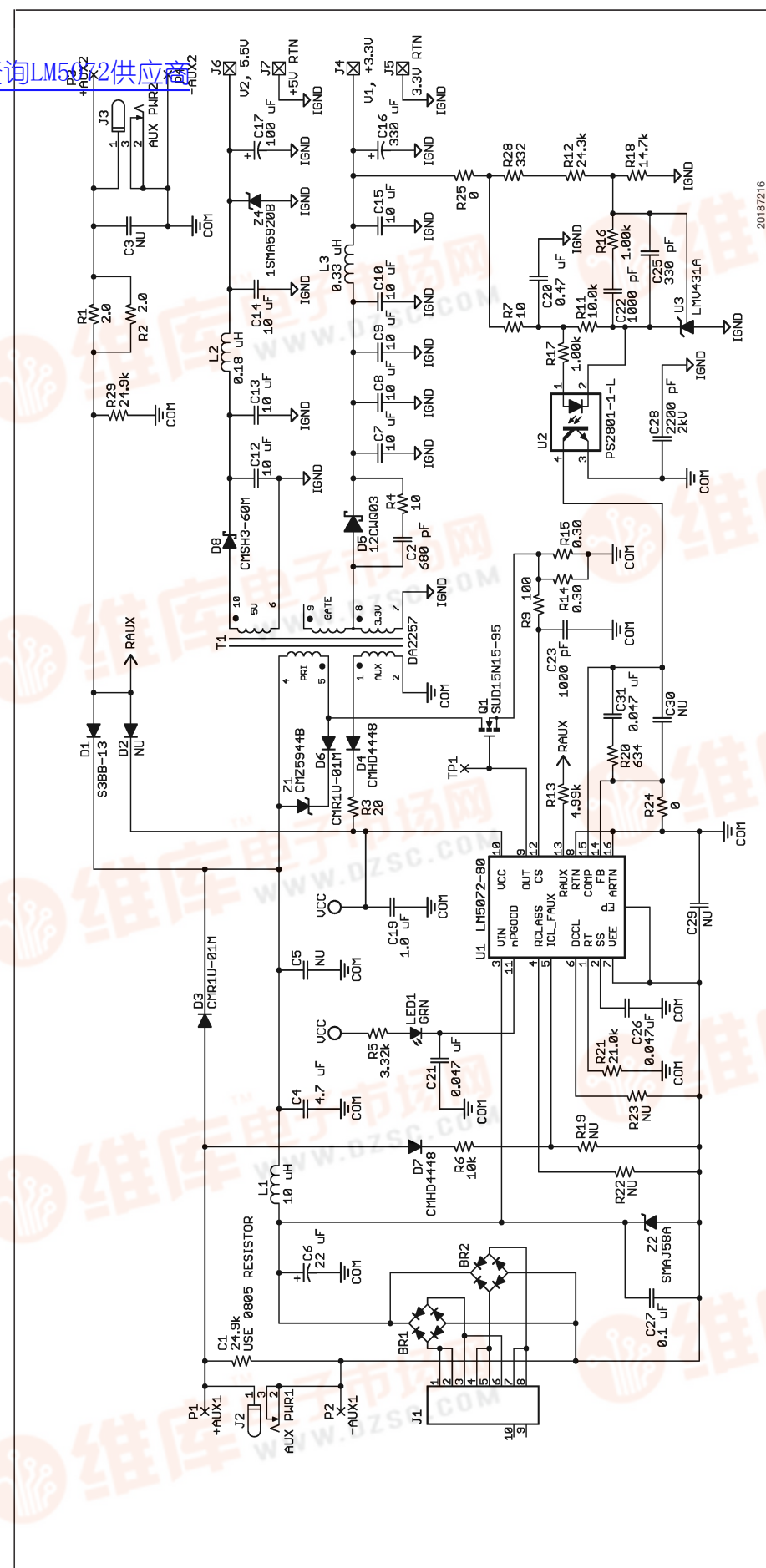


图15.双通道输出电路图

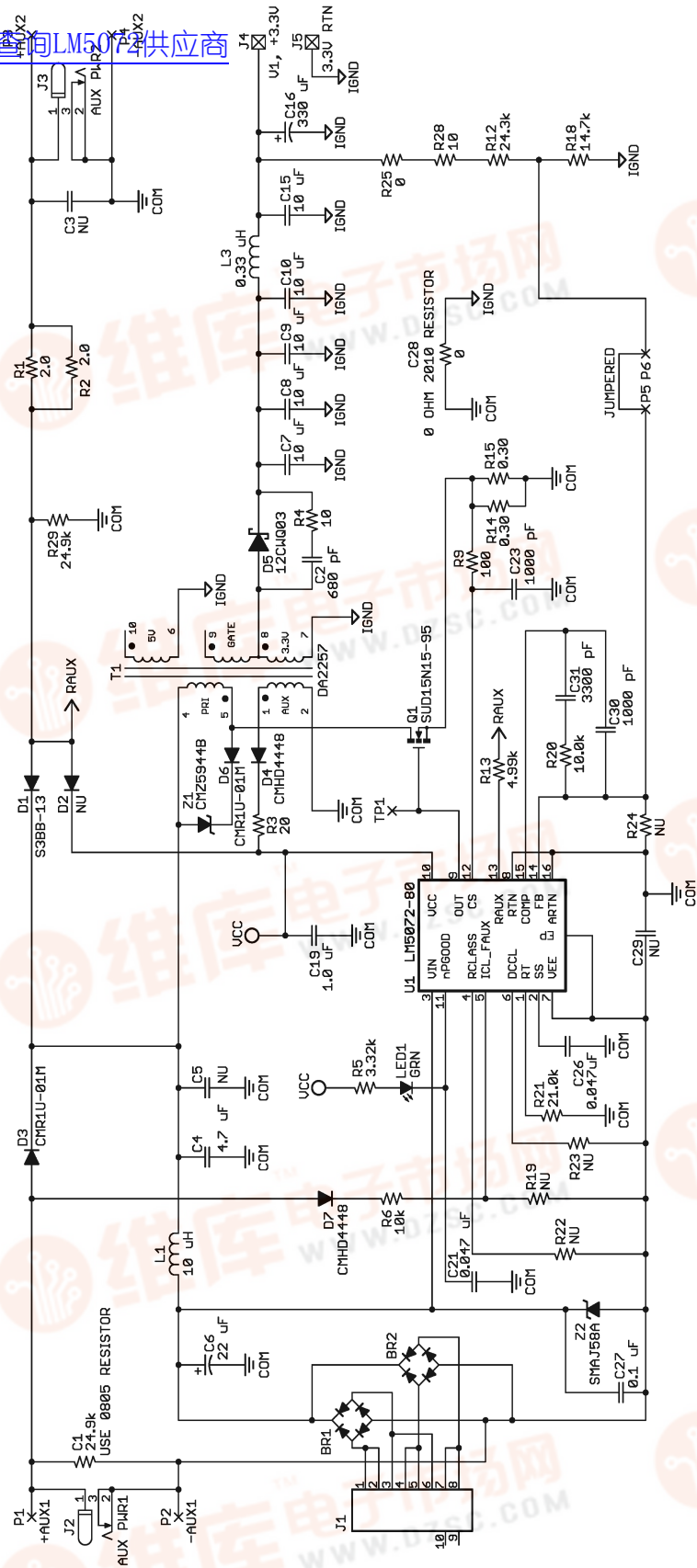


图16.非隔离输出的电路图

使用效率优化的EP13功率变压器

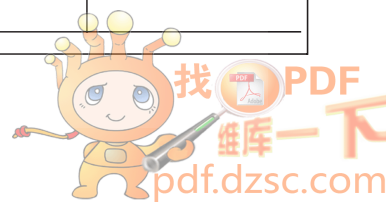
DA2383的注意事项

请注意DA2383是一款单通道输出变压器。当使用DA2383来获得更高的效率时（由图3可得能应用的负载和AUX输入电压），也应记住将D5的阴极用一个短的跳

线连接至DA2383的引脚9。这是因为DA2383的次级绕组使用变压器的引脚6至9，而不同于DA2257只使用引脚7和8来连接次级绕组。预期在3.3A时转换级的最大效率会超过84%。

附录：LM5072评估板的元件清单

名称	器件编号	说明	数值
BR1	CBRHD-01	DIODE BRIDGE, SMDIP, CENTRAL	0.5A, 100V
BR2	CBRHD-01	DIODE BRIDGE, SMDIP, CENTRAL	0.5A, 100V
C1	CRCW08052492F	RESISTOR	24.9K
C2	C0805C681F5GAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	680p, 50V
C3	NU		
C4	C5750X7R2A475M	CAPACITOR, CER, CC2220, TDK	4.7μF, 100V
C5	NU		
C6	EEV-HA2A220P	CAPACITOR, AL ELEC, PANASONIC	22μF, 100V
C7	C3216X5R0J106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 6.3V
C8	C3216X5R0J106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 6.3V
C9	C3216X5R0J106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 6.3V
C10	C3216X5R0J106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 6.3V
C15	C3216X5R0J106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 6.3V
C16	EMVY6R3ADA331MF80G	CAPACITOR, AL ELEC, CHEMI-ON	330μF, 6.3V
C19	C2012X5R1C105K	CAPACITOR, CER, CC0805, TDK	1.0μF, 16V
C20	C2012X5R1C474K	CAPACITOR, CER, CC0805, TDK	0.47μF, 16V
C21	C0805C473K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	47nF, 50V
C22	C0805C102K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	1nF, 50V
C23	C0805C102K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	1nF, 50V
C25	C0805C331K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	330pF, 50V
C26	C0805C473K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	47nF, 50V
C27	C3216X7R2A104K	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	100nF, 100V
C28	C4532X7R3D222K	CAPACITOR, CER, CC1812, TDK	2.2nF, 2 kV
C31	C0805C473K5RAC	CAPACITOR, CER, CC0805, KEMET	47nF, 50V
D1	S3BB-13	DIODE, SMB, DIODE INC	3A, 100V
D2	NU		
D3	CMR1U-01M	DIODE, SMA, CENTRAL	1A, 100V
D4	CMHD4448	DIODE, SOD123, CENTRAL	125mA, 75V
D5	12CWQ03FN	SCHOTTKY, TO252, IR	12A, 30V
D6	CMR1U-01M	DIODE, SMA, CENTRAL	1A, 100V
D7	CMHD4448	DIODE, SOD123, CENTRAL	125mA, 75V
J1	RJ-45-8N-B	RJ-45 CONNECTOR	
J2	PJ-102A	POWER JACK	
J3	PJ-102A	POWER JACK	
J4	3104-2-00-01-00-00-080	POST, MILL MAX	
J5	3104-2-00-01-00-00-080	POST, MILL MAX	
L1	DO3308P-103MLD	SM INDUCTOR, COILCRAFT	10μH
L3	DO1813P-331HC	SM INDUCTOR, COILCRAFT	0.33μH
LED1	SSL-LXA228GC-TR11	LED, GREEN, LUMEX	
P1	5012K-ND	TEST POINT, KEYSTONE	
P2	5012K-ND	TEST POINT, KEYSTONE	
P3	5012K-ND	TEST POINT, KEYSTONE	
P4	5012K-ND	TEST POINT, KEYSTONE	



附录：LM5072评估板的元件清单（续）

[查询LM5072供应商](#)

名称	器件编号	说明	数值
Q1	SUD15N15-95	MOSFET, N-CH, TO252, VISHAY	150V, 15A
R1	CRCW2512200J	RESISTOR	2Ω, 1W
R2	CRCW2512200J	RESISTOR	2Ω, 1W
R3	CRCW080520R0F	RESISTOR	20Ω
R4	CRCW120610R0F	RESISTOR	10Ω
R5	CRCW08053321F	RESISTOR	3.3kΩ
R6	CRCW08051002F	RESISTOR	10kΩ
R7	CRCW080510R0F	RESISTOR	10Ω
R9	CRCW08051000F	RESISTOR	100Ω
R11	CRCW08051002F	RESISTOR	10kΩ
R12	CRCW08052432F	RESISTOR	24.3kΩ
R13	CRCW08054991F	RESISTOR	4.9kΩ
R14	CRCW12060R301F	RESISTOR	0.301Ω
R15	CRCW12060R301F	RESISTOR	0.301Ω
R16	CRCW08051001F	RESISTOR	1kΩ
R17	CRCW08051001F	RESISTOR	1kΩ
R18	CRCW08051472F	RESISTOR	14.7kΩ
R19	NU		
R20	CRCW08056340F	RESISTOR	634Ω
R21	CRCW08052102F	RESISTOR	21.0kΩ
R22	NU		
R23	NU		
R24	CRCW08050R0J	RESISTOR	0Ω
R25	CRCW08050R0J	RESISTOR	0Ω
R28	CRCW08053320F	RESISTOR	332Ω
R29	CRCW08052492F	RESISTOR	24.9kΩ
T1A	DA2257-AL	XFMR, FLYBACK, COILCRAFT	32μH
T1B	DCT13EP-U12S005	XFMR, FLYBACK, TDK	32μH
U1	LM5072-80	POE PI AND PWM CTRL, NATIONAL	LM5072-80
U2A	PS2801-1-L	OPTO-COUPLER, NEC	PS2801
U2B	PC3H7D	OPTO-COUPLER, SHARP	PC3H7D
U3	LMV431A	REFERENCE, SOT23-3, NATIONAL	LMV431A
Z1	CMZ5944B	Zener, 60V, CENTRAL	CMZ5938B
Z2	SMAJ58A	TVS, 58V, DIODE INC	SMAJ58A

增加一个1A、5.5V输出轨的补充元件清单

名称	器件编号	说明	数值
C12	C3216X5R1A106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 10V
C13	C3216X5R1A106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 10V
C14	C3216X5R1A106M	CAPACITOR, CER, CC1206, TDK	10μF, 10V
C17	EMVY100ADA101MF55G	CAPACITOR, AL ELEC, CHEMI-ON	100μF, 10V
D8	CMSH2-60	DIODE, SMA, CENTRAL	2A, 60V
J6	3104-2-00-01-00-00-080	POST, MILL MAX	
J7	3104-2-00-01-00-00-080	POST, MILL MAX	
L2	DO1813P-181MLD	SM INDUCTOR, COILCRAFT	0.18μH
Z4	CMZ5920B	ZENER, SMA, CENTRAL	6.2V

注意：双通道输出的整体负载应限制在低于最大值10W。

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：

- 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时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
- 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: europe.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

