

如何设计5.0~6.5W的以太网供电DC/DC转换器

Frank Cathell

电源管理设计线经理
安森美半导体公司

作为IEEE802.3AF标准,如今通过以太网数据传输线向以太网通信设备供电已经成为现实,只要终端功率要求小于13W。PoE由两个电源实体组成,即供电设备(PSE)和受电设备(PD)。PSE一般向LAN线缆提供48V标称直流电压,而PD是在线缆另一端的小型DC/DC转换器,能将48V转换成5.0V DC或3.3V DC之类的逻辑电平供通信电路使用。PD应该能在最大平均输入功率12.95W时工作,并能承受36~57V DC范围的输入电压。另外还需要一种特定“协议”实现PD的检测(签名模式)以及根据最大功率电平进行的分类(分类模式)。

签名模式:上游PSE设备

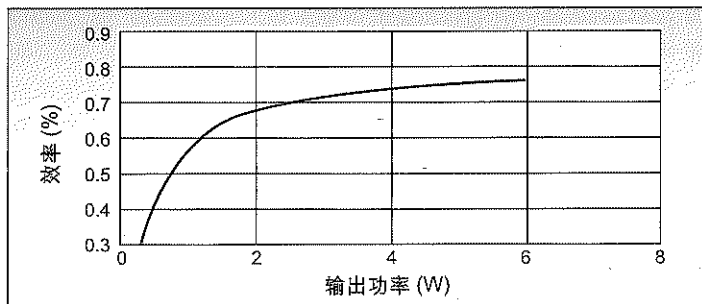


图2: 效率与输出功率关系图。

通过向PD输入端输送两个在2.8~10V DC范围内的不同电压来检测PD。如果通过V/I斜率测得的PD阻抗大于23.7k Ω 小于26.25k Ω ,就认为存在PD设备。如果阻抗小于15k Ω 或大于33k Ω ,就认为PD不存在,也不会再进一步施加电压。

分类模式: 为了根据目标功率电平分类PD, PSE还会向PD输送一个14.5~20.5V DC之间的电压。根据该电压下PD的吸收电流决定PD的类别,详细总结于表1*。

除签名和分类电路之外, PD还必须包括在输入电压到来时将来自PSE的浪涌电流限制在400mA之内的电路,并防止DC/DC转换器引起的任何静态电流或阻抗在签名和分类过程中被忽略。

具体的签名/分类电路

参考图1*所示原理图, 输入签名和分类电路是围绕着几个分立和低价的安森美半导体器件设计的。其中包括了TL431可编程参考电路、2N7002信号电

平MOSFET、2N5550 NPN晶体管、NTD12N10 MOSFET和几个齐纳二极管及电阻电容。为了实现签名检测, 24.9k Ω 电阻(R1)直接放于输入端。要注意的是, 在签名检测阶段, 输入电压低于10V, 由U1、Q2和R4组成的恒定电流源处于关闭状态, 因为必须超过9.1V击穿电压才能完成这个电路的偏置。注意, 作为DC/DC转换器回路管脚中串接的输入开关管MOSFET Q3也是关闭的, 直到输入电压超过约27V。该电压等于D2的击穿电压和Q3的栅极门限电压之和。

随着电压上升到分类电平, D1将在电压超过约9.8V时导通, 由U1、Q2和电阻R4组成的电流源被打开, 并且电流由U1参考电压(2.5V)和分类电阻R4精确地控制。

一旦分类完成并确认后, 输入电压就可以跃升到标称

值48V。一旦这个电压超过Q3的栅极门限和D2的击穿电压之和, Q3就开始导通。不过Q3不会突然导通, 由于存在由R6和C2组成的RC时间常数, 它就会立即进入线性区工作。立即工作在线性区可以限制浪涌电流, 因为Q3在这一段时间内等效于一个电阻。D3将Q3栅极的电压钳位在15V, 当来自PSE的输入关闭时, R5给C2提供放电路径。MOSFET管Q1与Q3一样也在相同电压时导通, 这样就关闭了U1/Q2电流源, 从而减少来自输入端的额外漏电流。

DC/DC转换器工作原理

DC/DC转换器是利用安森美公司的单片NCP1031开关稳压器芯片(U2)进行设计的。在最大输出功率为5.0W时, 转换器被配置为采用普通TL431和光

下接72页 ▶

如何设计5.0~6.5W的以太网供电DC/DC转换器

► 上接63页

耦电压反馈机制的非连续模式(DCM)回扫拓扑结构。修改变压器设计和控制环路补偿网络使之工作在连续导通(CCM)回扫工作模式能将输出功率提升到6.5W(1.3A)。输入端使用由C3、L1, 以及C4组成的差模 π 型滤波器。

当6脚的欠压端子超过2.5V时控制芯片开始启动。由R7、R8和R9组成的电阻分压网络将芯片的欠压和过压电平分别设置在35V和80V。通过引脚8提供内部启动偏置并驱动恒流源给V_{cc}电容C7充电。一旦U2导通, 变压器T1的辅助线圈(引脚2、3)就通过二极管D1和电阻R11提供工作偏置。由漏感T1引起的电压尖峰被C5、D6和R10组成的网络所钳位。R10上的实际额定功率是T1初级到次级漏电感

的函数, 并且越低越好。电容C6将转换器的开关频率设置在约220kHz。

由于需要进行二级隔离, TL431(U4)作为误差放大器与光耦(U3)一起形成了电压检测和反馈电路。通过将电压检测引脚3接地已经使U2中的内部误差放大器失效了, 而引脚4上的放大器输出补偿节点用来通过光耦的光阻控制脉冲宽度。检测到的输出电压被R16和R17分压成TL431的2.5V参考电平, 并由C9和R15设置适合DCM工作的闭环带宽和相位余量。

如果配置成CCM回扫工作, 还需要额外的元件(C14、C15和R12)来稳定反馈环路。初级侧的C8向U2提供噪声去耦和额外的高频滚降性能。该方案提供的输出调整率在线路和负载变化时均好于0.5%, 闭

环相位余量好于50°。

输出整流管D5是一个用于提高效率的3A肖特基器件, 其输出电压要经过由C11、L2和C12组成的 π 网络滤波。滤波输出的典型峰峰值噪声和纹波在所有正常负载和线路条件下都小于100mV。C13提供额外的高频噪声衰减。典型的输入到输出效率在满负荷条件下为75%左右(63页图2)。用基于MOSFET的同步整流电路代替D5可以获得更高的效率(安森美的应用指南AND8127详细介绍了如何实现回扫拓扑结构的简单同步整流电路)。

过流保护功能是由NCP-1031中的内部峰值电流限制电路提供的。在25℃环境中, 当该电路配置为CCM回扫模式时, 可以在过流和/或过温限制功能启动前提供1.3A的连续输出电流, 浪涌电流可高达

1.5A。当配置为DCM的时候, 电流限制在1.0A左右, 峰值电流可以达到1.2A。

电磁设计

DCM的回扫变压器设计详见图3*, CCM的变压器设计见图4*。在回扫变压器设计中, 重点是将绕组保持在单层中, 并在磁芯结构的窗口长度上均匀分布, 以便尽量减少漏感。在本方案中, 这一点可以很容易利用Ferroxcube公司的小型EF16铁氧体磁心实现。

DCM与CCM工作

在DCM模式回扫工作中, 电感电流在MOSFET开关再次打开前降到了零。这种工作式使得输出具有一阶滤波器网络特性, 因此反馈环路的稳定电路简单, 可以获得较宽的带宽并实现良好的输出瞬态响应。

但遗憾的是这种工作模式会产生较高的峰值开关电流, 并且由于存在内部电流限制设置点和NCP1031中的热保护电路而限制了电路的输出功率。而在CCM工作模式中, MOSFET可以在电感电流到零之前回到导通状态, 因此峰值开关电流较低, 无需过流保护干涉就能获得较高的输出功率。不过这种工作模式的代价就是控制环路带宽必须做得更低, 因此对负载和线路变化的瞬态响应较差。CCM工作模式会在电源拓扑响应特性中引入右半平面零点, 需要用图2所示额外的反馈元件进行补偿才能获得合适的反馈稳定性。由于输出整流器此时必须强制关闭整流功能, 因此CCM还会产生较多的电磁干扰。

(*更详细的内容请访问www.eetchina.com)