

一种小型化双路输出直流变换器设计

Design of The Mini-Twin Channel Output DC/DC Converter

洗力 编译

摘要: 文章介绍了一种基于DPA422主控芯片设计的双路输出小型化DC/DC变换器, 其以多个器件的高效集成技术实现了小型轻量化并降低了产品成本。

关键词: 双路输出, DC/DC变换器, DPA422主控芯片, 集成技术, 开关电源

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2015)12-4-142

1 引言

一切电子设备都离不开电源, 作为设备的核心部件, 其性能、质量的优劣直接影响电子设备的使用可靠性。目前, 要求高效多功能的各种便携式或可穿戴电子产品的发展日益趋向于小型轻量化, 因此要求其供电系统的体积更小, 重量更轻, 效率更高。Power Integration(PI) 公司设计推出了一种 DPA Switch 系列高电压 DC/DC 变换电路, 它将功率 MOSFET、PWM 控制器, 故障保护及其它控制电路高效地集成在一个单片 CMOS 芯片上, 使电源的器件数量大为减少, 降低了成本, 也减小了开关电源的体积尺寸和重量, 简化了设计, 缩短了研发与生产周期, 并且可以通过对其引脚进行不同的配置达到多种高性能和使用要求。该 DC/DC 变换电路同时还具备迟滞热关断的保护特性, 提高了开关电源的效率

和可靠性。此外, 其所有的关键参数(比如限流点、频率、PWM 增益等)都具有严格的温度及绝对容差, 从而简化了设计并降低了系统成本。本文介绍的基于 DPA422 主控芯片设计的双路输出的 DC/DC 变换器, 其使用的全部元器件约 40 个。

2 DPA-Switch 单片开关电源

图 1 所示为 DPA-Switch 的内部功能结构框图, 构成其主要模块有高压电流源、5.8V 并联调整器、软启动电路、内部欠压比较器、电流限制调整电路、电流限制比较器、输入线欠压和过压检测电路、振荡器、过温保护电路、前沿消隐电路、功率 MOSFET 等等。其引脚功能为:

①漏极(Drain)引脚(D): 这个引脚是高压功率 MOSFET 的漏极输出点。由此引脚通过一个开关的高压电

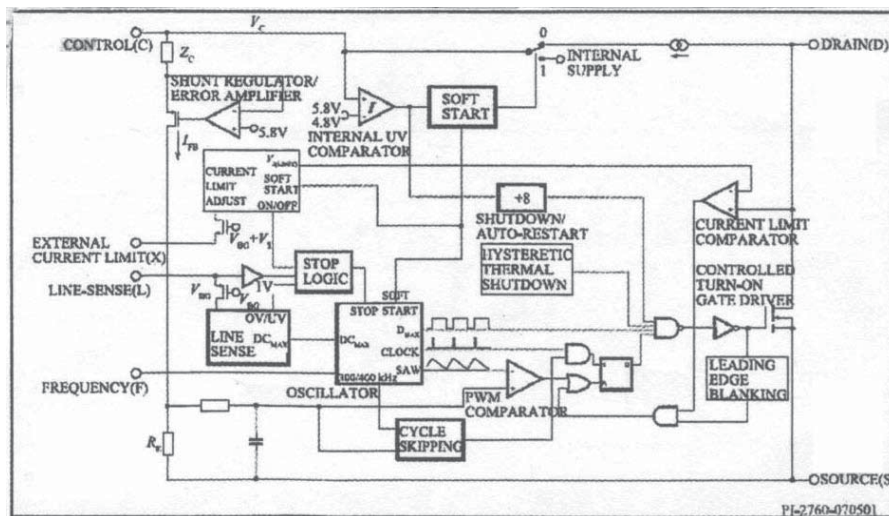


图1 DPA-Switch 内部功能结构框图

流源给芯片内部提供开机偏置电流。同时，该引脚也是漏极电流的限流检测点。

②控制 (Control) 引脚 (C) : 这是放大器及用来控制占空比的反馈电流的输入引脚，也是分流稳压电路的连接节点。其在正常工作状态下提供内部偏置电流。同时，它也用来连接供电去耦及自动重新启动补偿的电容。

③线电压检测 (Line-Sense) 引脚 (L) : 这个是过电压 (OV)，欠电压 (UV) 锁存，降低 DC_{max} 的线电压前馈，远程开 / 关和同步时使用的输入引脚。其连接到源极引脚的所有功能 (即禁止使用此引脚)。

④外部限流设定 (External Current Limit) 引脚 (Ex) : 这个是外部电流限制调节和远程开 / 关控制的引脚。连接到源极引脚的所有功能 (即禁止使用此引脚)。

⑤频率 (Frequency) 引脚 (F) : 这个是选择开关频率的输入引脚，如果连接到源极引脚，则开头频率为 400kHz，连接到控制引脚时则开关频率为 300kHz。

⑥源极 (Source) 引脚 (S) : 此引脚是输出 MOSFET 的源极连接点，用作功率返回端。它也是初级控制电路的公共点与参考点。

3 基于DPA422的开关电源设计

3.1 DPA422的开关电源原理图

图2所示的电路是采用DPA422模块的双路输出反

激式变换器的原理图。对于输入与输出需要隔离的应用领域，本电源设计简单，使用的元器件数量少，工作频率高，高频开关变压器尺寸小；设计的这种变换器尺寸约为 $31\text{mm} \times 32\text{mm}$ (见图3所示的样机)，有效地实现了小型化。此机在 22V 至 32V 的直流输入电压范围内，可以输出 $\pm 5\text{V}/2.5\text{W}$ 的功率；在 27V 输入时的效率大于 75%；电阻 R_1 、 R_2 确定了输入欠压及过压的保护阈值，其分别为 20V 和 56V；初级侧的稳压箝位二极管 V_{R1} 可以确保在输入浪涌及过压情况下， U_1 峰值时的漏极电压低于 220V BVDS 的额定值。初级偏置绕组在启动后给控制引脚提供电流。二极管 D_2 对偏置绕组电压进行整流，而 C_6 用于降低高频开关噪声的影响，防止偏置电压的峰值发生充电。电容器 C_2 给 U_1 提供去耦，因此要尽可能靠近控制引脚和源极引脚来放置。 C_3 完成开机时能量的存储及自动重新启动的定时。滤波电感 L_3 为输入提供一定的滤波作用。

该电源以 +5V 输出作为主路输出，次级 +5V 由肖特基二极管 D_4 整流，-5V 由肖特基二极管 D_3 整流，经过低 ESR 的钽电容器 $C_7 \sim C_{10}$ 滤波，从而降低开关纹波并使效率最大化。使用一个感值很小的次级输出电感 L_1 、 L_2 和陶瓷输出电容器 C_{13}/C_{14} 就足以在功率满载时将峰-峰值的高频噪音及纹波抑制到小于 30mV 以下。输出电 +V 由 R_8 和 R_9 构成的电压分压器进行检测，连接到 2.5V 的电压参考值 U_3 。反馈补偿由 R_6 、 R_7 、 R_{10} 、 C_{11} 、 C_3 和 R_3 完成。电容器 C_{15} 用作软启动的结束电容，防止开机期间输出端出现过冲。由 R_5 、 C_5 以及

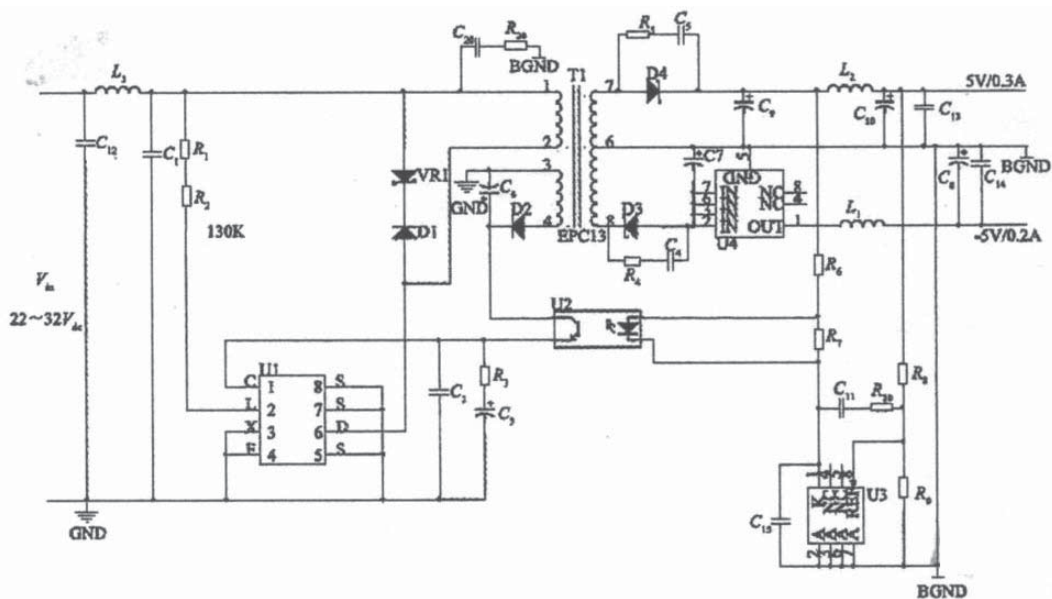


图2 基于DPA422开关电源的原理图

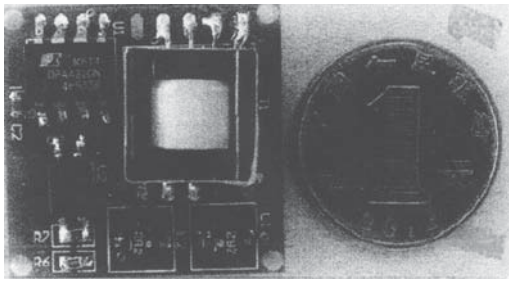


图3 样机照片

R_4 、 C_4 组成的RC网络为吸收电路。为了保证输出电压调整率,输出电压-5V在输出整流后增加了一个三端稳压管79L05(因为尺寸要求的限制,本设计中采用79L05三端稳压管,但为保证效率时,可选用其它DC/DC变换电路)。

3.2 高频变压器设计

高频变压器是电源的关键部件,其设计水平直接影响电源产品的性能。高频变压器设计可利用PIExpert专用软件实现,也可以根据反激式变压器设计方法进行设计。本文在设计中选择开关频率为400kHz,其目的是减小变压器的体积,使整个电源小型化,简介如下:

a. 变压器初级绕组设计参数:

最大占空比 $D_{\max}=0.65$

初级峰值电流:

$$I_p = \frac{U_{\min} T_{\text{on max}}}{L_1} = \frac{U_{\min} D_{\max}}{L_1 f} \quad (1)$$

传输功率 P_i :

$$P_i = W_1 f = \frac{U_{\min}^2 D_{\max}^2}{2fL_1} = \frac{U_{\min}^2 D_{\max}^2}{2fL_1} f \quad (2)$$

初级电感量:

$$L_1 = \frac{(U_{\min} D_{\max})^2 \eta}{2fP_o} = 98.1 \mu\text{H} \quad (3)$$

取 $L_1=98 \mu\text{H}$, 峰值电流为 $I_p=0.36\text{A}$ 。

初次级匝比 n 为:

$$n = \frac{D_{\max}}{1-D_{\max}} \cdot \frac{U_{\min} - U_{\text{DS(on)}}}{U_o + U_{\text{FI}}} = 5.19 \quad (4)$$

b. 变压器次级绕组设计参数:

次级绕组峰值电流:

$$I_{\text{pk}} = \frac{I_o}{(1-D_{\max})} + \frac{U_{\min} D_{\max} T}{2L_1} \quad (5)$$

次级绕组整流管最高反向峰值电压:

$$U_{(\text{BR})S} = U_o + U_{\text{imax}} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (6)$$

反馈绕组整流管最高反向峰值电压:

$$U_{(\text{BR})\text{FB}} = U_{\text{FB}} + U_{\text{imax}} \cdot \frac{N_f}{N_p} \quad (7)$$

次级绕组:

$$N_s = \frac{N_p}{n}, \quad N_s = N_p \cdot \frac{U_o + U_{\text{FI}}}{U_{\text{OR}}} \quad (8)$$

U_{FI} : 次级绕组肖特基整流管正向电压降;

U_{OR} : 反馈电路中高速开关整流管正向电压降;

$U_{\text{DS(on)}}$: 开关管导通电压。

另外,在本设计中,-5V的输出采用的是DPA79L05,故考虑其最小压差为2.5V,则该路的输出绕组电压考虑为7.5V。在安装空间允许的情况下,可采用非隔离DC/DC电路进行稳压,这样可适当提高其效率。

以下是为变压器设计选择的参数:

视在功率: $P_T = P_o + P_o/\eta$ (η 取值0.98)

面积乘积:

$$A_p = \frac{P_T}{K_w \times K_f \times f_s \times \Delta B \times J} \quad (9)$$

式中, K_w 是变压器窗口系数,一般取0.3; J 为电流密度,取 $5\text{A}/\text{mm}^2$; K_f 是波形系数,取4; 故 $A_p=0.005\text{cm}^4$ 。

根据 A_p 值查找磁芯手册,磁芯选择用3F3材料的EPC13。

计算得原边绕组匝数为 N_p :

$$N_p = \frac{V_{\text{in min}} \times D_{\max} \times 10^4}{f \times A_c \times \Delta B} = 8.8 \quad (10)$$

因为 $n=5$, 取 N_{S1} (+5V) 为6匝, 于是 $N_p=N_{S1} \times 5=6 \times 5=30$ 匝; N_{S2} (-5V)=9(匝), 反馈绕组匝数 $N_f=14$ 。

为了避免磁芯饱和,在磁回路中加工一个适当的气隙 l_g , 计算式为:

$$l_g = \frac{0.4 \times \pi \times N_p^2 \times A_c \times 10^{-8}}{L_p} = 0.16(\text{mm}) \quad (11)$$

在设计绕组导线线径时,要考虑趋肤效应和邻近效应的影响。反馈绕组采用#31AWG(美国线规)线并双线并绕,绕线长度尽可能短;为减少损耗,尽可能减小变压器的漏感,原边绕组和副边绕组应采用间绕方式。在变压器绕组的制造过程中,要注意两点:①将变压器的原边绕组放置在骨架的最内层,可以减少原边线圈的平均每匝长度,从而减少原边绕组的杂散电容。同时,由于原边绕组在变压器的最内层,可以被变压器的其他绕组屏蔽,因此减少了变压器与其它邻近元件间的电磁噪声耦合。②将辅助供电绕组放置在变压器骨架的最外层,可以增强该绕组与其它副边绕组间的耦合而减弱与原边绕组间的耦合。由于增强了与副边绕组的耦合,辅助供电绕组上的电压可以更准确地跟随输出电压变化。

同时，由于减弱了与原边绕组的耦合，可以减少由于初级漏感尖峰所引起的偏置绕组电压尖峰。这两种措施的结果都增强了输出电压调节性能。

3.3 输出LC滤波器的选择

由输出电感和输出电容组成的滤波器，在滤波器的谐振频率点处的环路响应上具有两个极点。由于滤波器是损耗很小的谐振电路，因此在接近谐振频率点处的增益和相位的变化相当突然。因此，用于调整环路响应的极点和零点应避开该频率区域，或者对此谐振加以补偿。适当地选择输出滤波器的谐振频率点可以降低反馈环路设计的复杂性。谐振频率点的位置应允许设计师采用有限数目，而且数值合理的补偿元件来调整得到所需要的响应特性，输出电容的ESR具有一个零点，可以对滤波器的一个极点进行补偿。但是，对于低ESR的钽电解电容器，通常其零点所对应的频率过高，在所希望的环路带宽内不能够充分地抵消滤波器的影响。在某些可以使用低标准ESR电解电容器的情况下，较高的ESR使得其零点位于足够低的频率点上，从而增加了有效的附加相位裕量。输出滤波电容为足够多的电容器并联在一起使用最为合理。

4 实验测试结果

根据以上设计参数经优化和微调，研制出的样机如图3所示。现将常温下检测的性能参数列于表1。

表1 样机参数测试结果

输入电压(V)	27		22		32	
输入电源(A)	/	/	0.123	0.147	0.109	
输出电流(A)	0	0	0.3	0.2	0.3	0.2
输出电压(V)	5.051	5.047	5.037	5.044	5.037	5.044
效率	/	/	75.80%	77.90%	72.20%	
纹波(mv)	/	/	28	24	/	/
噪声(db)	/	/	38	34	/	/
电压调整率			0.02%			
电流调整率			0.01%			

5 小结

根据表1常温下的检测结果，并分别在-45和+85的情况下，对该开关电源进行了高低温的考核检测，结果表明，产品达到了设计要求，其运行可靠，输出稳定。

(参考资料略)