

三相四线制数字电表专用电源的设计和实现

于庆广, 张宁

(清华大学 电机系, 北京 100084)

摘要:介绍了一款基于 TOP224Y 芯片的 10W 三相四线制电表专用电源模块的原理电路、高频变压器的设计。其输入交流电压使用范围为 $85\sim 265V_{rms}$, 提供六路输出: 三路 $+5.0V$ 、 $+15V$ 、 $-15V$ 和 $+24V$ 。该电源体积小、重量轻, 具有较高的可靠性和电磁兼容性能, 可广泛应用于三相、单相智能电表。

关键词:开关电源 智能电表 TOP224Y

随着脉宽调制技术的发展与完善, 开关稳压电源以其极高的性价比在空间技术、计算机、通信、家电等领域得到了广泛的应用。美国 POWER INTEGRATION 公司的第二代开关电源芯片——TOPSwitch—II 系列芯片, 与第一代产品相比, 不仅性能上进一步改进, 而且输出功率明显提高。其外围元件少、开发周期短、成本低、系统可靠性高, 是目前设计 250W 以下的高效率、多功能单端反激式开关电源的最佳选择。

数字电表是开关电源广泛应用的场合之一。随着社会用电量迅速增长和用户对电能质量要求的不断提高, 三相智能电表的需求量也迅速增长。采用电子计量原理的三相智能电表具有高精度、多参数测量、谐波功率电能计量等优势。现有的电表专用模块中普遍存在输出路数较少、隔离性较差等缺陷。本文介绍的三相四线制电表

专用电源更适合应用于单相 (220V)、三相 (380V) 数字智能电表中, 也可作为电能质量监测装置的电源模块。

1 性能特点与技术指标

1.1 智能电表电源的要求

为了减少外围接口, 智能电表大多以测量电压作为电表电源的进线电压, 这就要求智能电表具有足够宽的电压输入范围 ($110V\pm 25V\sim 220V\pm 45V$), 在智能电表的所有功能模块中, 从 MCU 处理器、A/D 采样芯片, 到不同偏压的数字电路、周边设备以及输入/输出电路, 都各有特定的电源电压要求。本电源模块各输出分别设计为:

(1) 主路 5V 供给 MCU 及相关数字电路。

(2) 辅路 5V 一路供给键盘、显示及其驱动电路, 另外一路供给 A/D 和 MCU 的模拟电源。

(3) $\pm 15V$ 供运算放大器芯片。

集成电路应用

(4) 24V 为外接继电器提供电源。

智能电表因长期在较恶劣的工作环境下工作,除了要求有较高的可靠性外,对电源的效率及散热也有较高的要求。另外,电表电源还需要一定的电磁兼容性能,例如抗浪涌干扰以及抗射频电磁场辐射等。对于智能电表电源,由于其输出功率较高、输出路数多、线性稳压电源的效率低、适应电网电压范围窄,稳压性能差、笨重等,智能电表趋向于采用技术成熟的开关电源。

1.2 电源模块技术指标

(1) 三相四线制输入。当输入为单相时也可工作。电源进线端可直接接电表的电压测量端获取电能,输入电压范围每相 85V~265V (AC) 或 80V~375V (DC)。

(2) 采用 TOP224Y 设计的具有六路输出的单端反激式电源。最大输出功率约 10W,六路输出分别是: +5V/1A、两路 +5V/0.2A、+15V/0.1A、-15V/0.1A、+24V/50mA。

(3) 辅路输出设计具有低压差三端稳压芯片,使得辅路的输出电压不受主路负载变化的影响。

(4) 具有断电提示 POWERGOOD 信号。当输入母线电压骤降(如发生三相短路或操作分闸)在电源停止输出之前产生下降沿时,通知电表芯片及时存储有用的数据。

(5) 电路简单、稳压性好、可靠性高,配有光耦和 TL431 的反馈回路使稳压性能显著提高。输入端具有抗启动过流、浪涌电压的能力,同时具有过热保护、短路自动重启、安全电流限制功能。

(6) 具有良好的抗干扰特性。

2 电路设计

三相四线制电表专用电源模块的电路图如图 1 所示。根据六路输出的电流及电压估算总功率约为 10W, TOP224 推荐功率为 40W。采用功率容量较大的 TOP224 不仅可以提高电源的效率 and 电源模块的过载能力,更有利于提高电源模块的可靠性。由于 TOPSwitch-II 芯片集成度高,设计工作主要针对外围电路进行。外围电路可以分为输入整流滤波电路、箝位保护电路、高频变压器、输出整流滤波电路、反馈电路、软启动电路及电磁兼容设计七部分。

2.1 输入整流滤波电路的确定

整流滤波电路包括三相整流、EMI 滤波和直流滤波三部分。三相滤波采用三相半波整流,快恢复整流管选用耐压值 600V 的 MUR160,EMI 滤波采用直流 EMI 滤波器。直流滤波电容由次级输出的总功率决定,设计为 66μF,若取整流二极管导通时间典型值 $t=3ms$,由下式可得输入电容设计耐压值:

$$V_{min} = \sqrt{2V_{AC}^2 + \frac{2P_o(\frac{1}{2f} - t_c)}{\eta C_1}} \approx 378V$$

上式中, η 为开关电源的效率,典型值为 80%; f 为电网频率。实际电容耐压值为 400V。

2.2 箝位齐纳管 (VDZ) 和阻塞二极管的选择

每个开关周期内,当 TOPSwitch 关断、次级电路处于

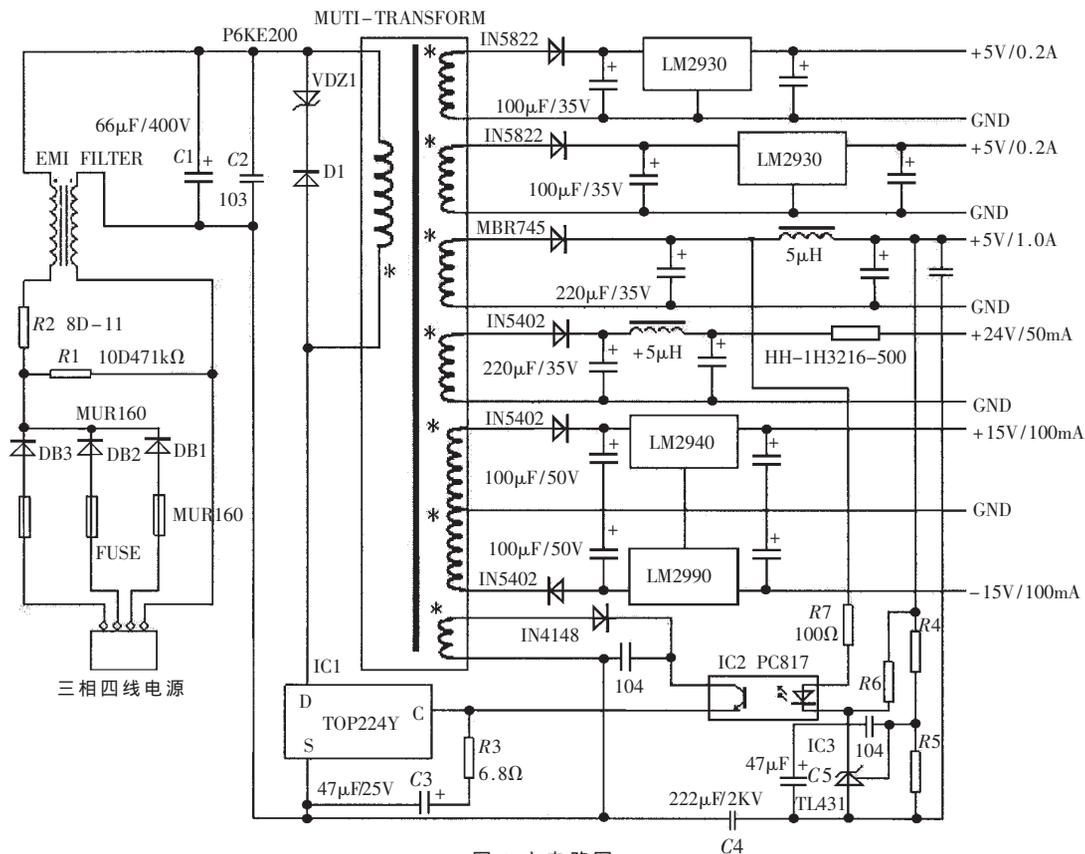


图 1 主电路图

集成电路应用

导通状态时, 次级电压会感应到初级上。感应电压 U_{OR} 与 U_1 相叠加后, 加到 TOPSwitch 内部功率开关管的漏极上, 与此同时, 高频变压器的漏感也释放能量, 并在漏极上产生尖峰电压 U_L 。上述的不利情况极易损坏芯片, 因此选择瞬态电压抑制器 (TVS) 来吸收尖峰电压的瞬间能量, 使 $(U_{OR}+U_1+U_L)$ 小于功率开关管 MOSFET 的 D-S 击穿电压 U_{DS} 的值 (700V)。

对于 TOPSwitch-II 系列和 230V 输入, U_{OR} 典型值为 135V, 一般取 TVS 的箝位电压 $U_B=1.5U_{OR}=202.5V$, 故本电路选择 TVS 为 P6KE200, 阻塞管为 UF4005。

2.3 高频变压器的设计

开关电源外围元件设计的技术关键在于高频变压器的设计, 高频变压器设计的参数很大程度上决定了开关电源的性能参数。因此在设计高频变压器时, 需要确定以下九个参数: 变压器初级电感量 L_p 、磁心气隙宽度 δ 、初级匝数 N_p 、次级匝数 N_s 、反馈绕组匝数 N_F 、初级裸导线直径 D_{Pm} 、初级导线外径 D_{PM} 、次级裸导线直径 D_{Sm} 和次级裸导线外径 D_{SM} 。上述参数除了 L_p 可以通过计算得出, 其他均要进行迭代, 直到满足磁通密度 $B_M=0.2\sim 0.3T$ 、磁芯气隙宽度 $\delta>0.05mm$ 、初级绕组电流密度 $J=(4\sim 10)A/mm^2$ 的条件为止^[2]。

(1) 高频变压器骨架

采用 EFD25 锌锰铁氧体磁芯, 其参数: 磁芯有效截面积 $S_J=0.58cm^2$ 、磁路有效长度 $l=57mm$ 、磁芯不留间隙时的等效电感 $A_L=1800nH/T^2$ 、骨架宽度 $b=16.4mm$ 。

(2) 确定初级电路的有关参数

在计算初级电感量之前, 先确定初级电路的有关参数^[3]:

$$\text{初级电流平均值: } I_{AVG} = \frac{P}{\eta U_{Imin}}$$

$$\text{最大占空比: } D_{max} = \frac{U_{OR}}{U_{OR} + U_{Imin} - U_{DS(on)}}$$

$$\text{初级峰值电流: } I_p = \frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})D_{max}}$$

$$\text{初级有效值电流: } I_{RMS} = I_p \sqrt{D_{max} \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)}$$

式中, K_{RP} 为初级波纹电流与初级峰值电流的比值, 决定了开关电源的工作方式 (连续方式或不连续方式)。

初级电感量的确定^[4]:

$$L_p = \frac{10^6 P}{I_p^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2} \right) f} \times \frac{Z(1-\eta) + \eta}{\eta}$$

(3) 计算各绕组匝数

次级绕组取 0.6 匝/V, 再加上肖特基整流管 0.4V 正向压降 U_{F1} , 次级匝数为 $(5+0.4) \times 0.6$ 匝 = 3.24 匝。由于初级绕组上还存在导线电阻, 实取 4 匝。

初级绕组匝数确定如下:

$$N_p = N_s \frac{U_{OR}}{U_O + U_{F1}} = 4 \times \frac{135}{5+0.4} = 100 \text{ 匝}$$

反馈绕组:

$$N_F = N_s \frac{U_{FB} + U_{F2}}{U_O + U_{F1}} = 4 \times \frac{12+0.4}{5+0.4} = 9.18 \text{ 匝}$$

实取 9 匝。

其他各绕组的电压均按每伏匝数来计算, 每伏匝数的定义为 $n_0 = \frac{N_s}{U_{O1} + U_{F1}}$ 。除了 24V 绕组之外, 其他各绕组由于还接了低压差三端稳压器, 所以在计算变压器绕组时, 还要加上 1~2V 的电压对应的绕组。

(4) 验证最大磁通密度 B_M 及气隙宽度 δ

$$B_M = \frac{100 I_p L_p}{N_p S_J}, \quad \delta = 40 \pi S_J \left(\frac{N_p^2}{1000 L_p} - \frac{1}{1000 A_L} \right)$$

(5) 确定导线截面积

初级导线外径用以下公式确定: $D_{PM} = b_E / N_p$

$$\text{计算电流密度: } J = \frac{1.28 I_{RMS}}{D_{Pm}}$$

验证 J 是否满足 $J=(4\sim 10)A/mm^2$ 。如果 $J>10A/mm^2$, 则选择较粗的导线或多股绕制; 否则可选择较细的导线。

实际当中结合 POWER INTEGRATION 的单片开关电源设计软件 PIXLS Designer 电子表格, 综合上述的计算结果来确定变压器的参数。其设计结果如下:

初级绕组用 $\varphi 0.21mm$ 漆包线绕两层 50+50 匝, 次级主回路绕组用 $\varphi 0.20mm$ 漆包线绕 4 层 4 匝, 两路 5V 各用 $\varphi 0.14mm$ 漆包线绕 4 层 5 匝, $\pm 15V$ 用 $\varphi 0.14mm$ 漆包线绕 2 层 14 匝, 24V 输出用 $\varphi 0.25mm$ 漆包线绕 1 层 18 匝, 反馈绕组用 $\varphi 0.14mm$ 漆包线绕 9 匝。初级电感量 957 μH 。

2.4 输出整流滤波电路的确定

整流管必须选择恢复速度高的肖特基整流管, 具体的选择是依据各路的输出电压水平和输出电流容量, 整流管的额定工作电流至少为该支路最大输出电流的三倍以上, 管子的反向耐压也需要在最低耐压值的基础上留够裕量。具体方案如表 1 所示。

表 1 输出整流管的选择

输出支路 (V)	整流管	设计最低耐压 (V)	实际反向耐压 (V)	最大输出电流 (A)
主路 5	MBR745	20	45	7.5
辅两路 5	1N5822	20	40	3
$\pm 15, 24$	1N5402	58	200	3
反馈回路	1N4148	47	75	0.2

主路采用 π 型滤波电路, 电容取 220 $\mu F/35V$, 电感为 5.6 μH , 两个辅路 5V, $\pm 15V$ 支路采用 LM29 系列低压差三端稳压器, 就可以有效地减小主路负载变化时对辅路的影响。24V 支路采用 π 型滤波电路并串连磁珠防止外界的高频干扰。

2.5 反馈电路的设计

精密光耦反馈电路由 PC817 和 TL431 组成, 输出电压经过 R_4 和 R_5 取样后, 与 TL431 内部基准电压 2.5V 进

集成电路应用

行比较,产生误差电压,再通过 PC817 去改变 TOP224Y 的输出占空比。用 TL431 来构成外部误差放大器可以改善调节性能,提高输出电压的稳定性。TL431 的偏置电流仅为 1mA,这有助于降低空载损耗。

2.6 软启动电路的设计

由于电源为多路输出,变压器所接电容较多,启动时充电电流较大,因此必须设计软启动环节限制开启电源时的占空比,使输出电压平稳地升高。为此在 TL431 正负极两端并联一只 $47\mu\text{F}$ 的电解电容 C_5 作为软启动电容,可以获得大于 2ms 的软启动时间,对 TOP224 起到了保护作用。断电时 C_5 通过 R_6 进行放电。

2.7 电磁兼容及抑制瞬态干扰的设计

电磁兼容设计主要考虑抑制电源发出的差模干扰和共模干扰,并且减小外界引入的高频干扰。本电源模块采用直流 EMI 滤波器,其中的滤波电容(X 电容)可以有效抑制由初级电流基波与谐波所产生的差模泄漏电流,其中的模扼流圈可以抑制由初级绕组接 TOP 芯片 D 端的高压开关波形所产生的共模泄漏电流^[4]。

图 1 中,具有负温度系数的热敏电阻 R_2 可以限制上电时电流的突然增大,避免滤波电容受到大电流的冲击。 R_1 为压敏电阻,当电网上电压超过 275V 时, R_1 被击穿,能起到箝位保护的作用。 C_2 用来滤除来自电网的高频电压干扰, C_4 为安全电容,用于滤除由高频变压器初、次级耦合电容引起的干扰。

3 电源性能测试

在实验室完成了对该电源模块的制作和实验,在输入 220V_{rms} 电源满载的情况下,电源效率不低于 75%。图 2 为该电源模块实物图。本模块使用的 PCB 板的尺寸为标准 PC104 板(90mm×96mm)。

3.1 电压调整率

在各路满载情况下测量电压调整率,其中,主路 5V 电压调整率小于 1%。除 24V 支路以外,由于其他辅路中有三端稳压器稳压,其电压调整率均小于 0.5%,达到精密电源的要求。

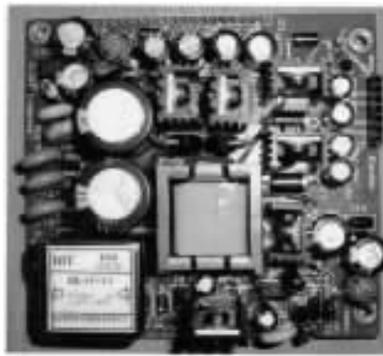


图 2 电源模块实物图

3.2 负载调整率

在其余支路均满载时测量每路负载调整率。主路 5V 负载调整率小于 1.5%。除 24V 支路以外,由于其他辅路中有三端稳压器稳压,其负载调整率均小于 0.5%。

3.3 纹波电压

输出各电压波形均在电源模块满载时测量。由于三端稳压的存在,使得辅路 5V 和 $\pm 15\text{V}$ 输出电压的纹波明显减小。

基于 TOP224Y 芯片的多路输出电表专用电源模块与传统的开关电源相比,具有外围元件少、可靠性高、针对性强、性价比高的特点。该电源在一款智能电表上得到了应用,实际工作中性能稳定可靠。随着智能电表的普及,这种电表专用电源模块将会有很好的应用前景。

参考文献

- 1 黄海宏,王海欣. 基于 TOPSwitch II 的开关电源设计[J]. 现代电子技术,2006;(4): 16~18
- 2 沙占友. 新型单片开关电源设计与应用技术[M]. 北京: 电子工业出版社,2004
- 3 李跃忠,李昌禧. 多功能智能调节仪开关电源设计[J]. 华东理工学院学报,2005;(3): 278~281
- 4 谢晖源. 基于 TOPSwitch 的电磁兼容性设计[J]. 电源技术应用,2005;(8): 32~36

(收稿日期:2006-05-17)