

开绕组电机伺服控制中开关电源的设计与应用

冯君璞,洪俊杰,江梓丹

(广东工业大学 自动化学院,广东 广州 510006)

摘要:根据开绕组电机伺服驱动电路中需要多路电源供电的情况,设计了一款基于TOP247Y的单端反激式开关电源。根据开绕组电机的拓扑结构特点,着重分析高频变压器的设计,计算开关电源的参数,最后介绍开关电源的部分外围电路设计,后续采用直流稳压模块对开绕组电机拓扑逆变器各桥臂单独供电。通过实验证明所设计的开关电源适用于开绕组电机伺服驱动。

关键词:开绕组电机;开关电源;电源芯片TOP247Y

中图分类号:TM919 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd21667

Design and Application of Switching Power Supply in Open Winding Motor Servo Control

FENG Junpu, HONG Junjie, JIANG Zidan

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China)

Abstract: According to the needs of multi-channel power supply in the servo drive circuit of open winding motor, a single-terminal fly-back switching power supply based on TOP247Y was designed. According to the characteristics of the topology of the open winding motor, the design of the high-frequency transformer was analyzed emphatically, and the parameters of the switching power supply were calculated. Finally, the design of some peripheral circuits of the switching power supply was introduced. Subsequently, DC voltage stabilization modules were used to supply power to each bridge arm of open winding motor topology inverter separately. The experimental results show that the designed switching power supply is suitable for servo drive of open winding motor.

Key words: open winding motor; switching power supply; power chip TOP247Y

开绕组电机(open winding motor)的伺服驱动系统具有多电平的电压输出能力、可减少开关损耗、具备一定的容错能力等优势,在国内的高校研究及工业伺服控制的应用日益增多^[1]。开关电源通过高频变压器进行电压变换和电网隔离,相比传统直流稳压电源具有高效、高稳定性、体积小等优点^[2]。由于开绕组电机伺服驱动系统的双逆变器拓扑较普通的电机单逆变器拓扑多一个逆变器,所以该伺服驱动系统的供电电源设计十分重要。

针对开绕组电机伺服驱动电路的双逆变器结构,需为两套逆变功率模块及相应的保护电路供电^[3]。设计一种使用TOP247Y的两路输出单端反激式开关电源。两路高精度、低纹波的5 V输出分别为两部分电路供电:1)每一路5 V电源可直接对保护电路芯片供电;2)通过B0515LS直

流变压模块对逆变功率模块供电^[4]。这样设计减少了高频变压器的次级输出路数,从而减小高频变压器体积,降低了高频变压器的设计难度。实验结果表明,该开关电源满足开绕组电机伺服驱动电路的供电要求,稳定性好,纹波小。

1 基本原理

1.1 开绕组电机伺服系统原理

开绕组电机即在不改动电机的电磁设计和机械结构的情况下,将Y型中性点打开并在绕组两端各接一个逆变器,构成开绕组电机驱动拓扑结构^[5]。其结构如图1所示。

由图1可知,开绕组电机左右各有三个端子 a_1, b_1, c_1 以及 a_2, b_2, c_2 ,分别连接两个三相逆变器INV1, INV2。单一的三相逆变器需要:1)独立供给上三桥臂的电源3路;2)供给下三桥臂的电源

1路;3)每个逆变器相应的保护电路。则开绕组电机至少需要10路独立电源供电^[6]。

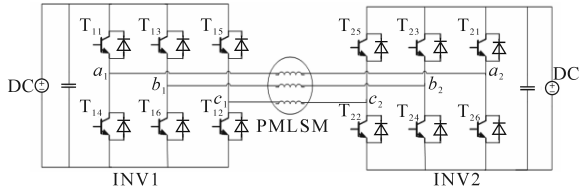


图1 开绕组电机拓扑结构

Fig.1 Topology of open winding motor

1.2 开关电源原理

开关电源使用TOPSwitch-GX系列芯片,可以在满足反馈偏置电流工作范围时调节占空比线性控制^[7],工作原理图如图2所示。

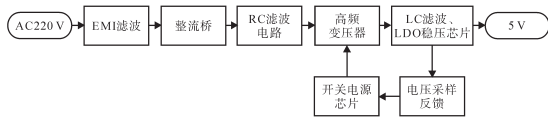


图2 开关电源工作原理图

Fig.2 Schematic diagram of switching power supply

由图2可知,市电220V经滤波后通过整流输出直流母线电压,输入至反激式高频变压器及TOP电源芯片自启动作用后输出高频矩形波电压^[7],再通过三端稳压芯片(low dropout regulator, LDO)输出稳定直流电压。而通过电压采样反馈电路和光耦传输电路反馈至电源芯片控制电流 I_c 端,从而控制MOSFET开关管以一定占空比导通^[8]。即输出电压低时反馈至开关电源芯片的控制电流低,芯片将占空比上调从而使输出电压升高,当输出电压高时则相反^[9],使电压稳定输出。

2 开关电源设计

2.1 设计思路

开绕组电机伺服驱动系统拓扑需要两个逆变器及相应的两套保护电路,由1.1节可知,高频变压器次级至少需要输出10路独立电源,这增加了开关电源的设计难度。对于开关电源设计思路是通过输出两路大功率的5V电压,第1路5V输出作为逆变器INV1保护电路芯片的电源并供给逆变器INV1的四个直流电压转换模块;第2路5V输出作为逆变器INV2保护电路芯片的电源并供给逆变器INV2的四个直流电压转换模块。这样设计既能减少高频变压器的次级输出路数,降低开关电源的设计难度,还能减少开关电源输出端使用的电力电子器件,降低干扰。

2.2 设计要求

输入电压 $U_{ACin}=220V$,考虑到电网波动,交流电最大值、最小值分别为 $U_{max}=260V$, $U_{min}=180V$;电网频率 $f=50Hz$;电源效率 $\eta=90%$ 。考虑到单路电压需供给一个三相逆变器及对应保护电路,每路输出功率需留有一定裕量,总输出功率 $P_o=96W$;各路输出如表1所示。

表1 开关电源各路输出

Tab.1 Switch power output

	U/V	I/A
U_{o1}	12	4
U_{o2}	12	4

2.3 参数计算

滤波电解电容值按工程经验值 $3\mu F/W$ 来计算:

$$C_{in} = P_o \cdot 3 \mu F/W = 288 \mu F \quad (1)$$

式中: P_o 为输出功率, $P_o=96W$ 。

考虑裕量,滤波电解电容取 $C_{in}=330\mu F/450V$ ^[10]。

开关电源选用整流桥型号为GBJ2510,输入直流电压最小值为

$$U_{INmin} = \sqrt{2U_{min}^2 - \frac{2P_o(\frac{1}{2f} - t_c)}{\eta C_{in}}} = 254.558V \quad (2)$$

式中: U_{min} 为交流电最小值, $U_{min}=180V$; t_c 为整流桥相应时间, $t_c=3ms$; f 为电网频率, $f=50Hz$; η 为电源效率, $\eta=90%$ 。

输入直流电压最大值为

$$U_{INmax} = \sqrt{2}U_{max} = 367.69V \quad (3)$$

由直流电压和反射电压计算最大占空比,开关电源芯片选用TOP247Y,输入电压为220V,一般设计反射电压时选取15%的裕量^[11]。反射电压 U_{OR} 为

$$U_{OR} \leq U_{TOP247Y} - U_{TOP247Y} \cdot 30\% - U_{INmax} = 145V \quad (4)$$

式中: $U_{TOP247Y}$ 为TOP247Y开关管耐压值, $U_{TOP247Y}=600V$ 。

取 $U_{OR}=135V$,则最大占空比 D_{max} 为

$$D_{max} = \frac{U_{OR}}{U_{INmin} - U_{DS} + U_{OR}} = 0.3556 \quad (5)$$

式中: U_{DS} 为导通压降, $U_{DS}=10V$ 。

初级绕组平均电流值 I_{AVG} 为

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta U_{INmin}} = 0.419A \quad (6)$$

根据平均电流值和最大占空比计算初级绕组峰

值电流值 I_{\max} 为

$$I_{\max} = \frac{I_{\text{AVG}}}{(1 - 0.5K_{\text{pp}})D_{\max}} = 1.683 \text{ A} \quad (7)$$

式中: K_{pp} 为电流脉动系数, $K_{\text{pp}}=0.6$ 。

初级绕组峰值电流 1.683 A 小于 TOP247Y 的极限电流 2.511 A, 满足 TOP247Y 的工作条件。

反激式高频变压器初级绕组电感为

$$L_p = \frac{10^6 P_o}{I_{\max}^2 K_{\text{pp}} (1 - \frac{K_{\text{pp}}}{2}) f_s} \cdot \frac{Z(1 - \eta) + \eta}{\eta} \quad (8)$$

$$= 547.54 \mu\text{H}$$

式中: Z 为损耗分配系数, $Z=0.5$; f_s 为电源芯片频率, $f_s=132 \text{ kHz}$ 。

初级绕组电感选择为 $550 \mu\text{H}$ 。

选取高频变压器铁心及骨架, 磁芯面积乘积 A_p 为

$$A_p = \frac{0.433(1 + \eta)P_o \times 10^4}{\eta K_w D_{\max} J K_{\text{pp}} f_s B_w} = 0.5193 \text{ cm}^4 \quad (9)$$

式中: B_w 为工作磁通密度, $B_w=0.2 \text{ T}$; K_w 为窗口使用系数, $K_w=0.4$; K_f 为波形系数(方波时), $K_f=4$; J 为电流密度, $J=5 \text{ A/mm}^2$ 。

查磁芯参数表选定 PC40EE33 磁芯, 该磁芯的磁芯面积乘积 $A_p=1.153 \text{ cm}^4 > 0.5193 \text{ cm}^4$; 磁芯有效截面积 $A_e=114 \text{ mm}^2$; 窗口面积 $A_w=101 \text{ mm}^2$; 根据经验公式计算磁芯最大功率 P_t 为

$$P_t = (\frac{A_e}{11})^2 = (\frac{114}{11})^2 = 107.4 \text{ W} \quad (10)$$

经计算 $P_t=107.4 \text{ W} > P_o$, PC40EE33 磁芯的磁芯面积乘积 A_p 及输出功率 P_o 均满足设计要求。考虑到初级一路输入, 次级两路 12 V 输出及一路反馈偏置输出, 选用 EE33 立式 6+6 骨架, 对应引脚设计图如图 3 所示。

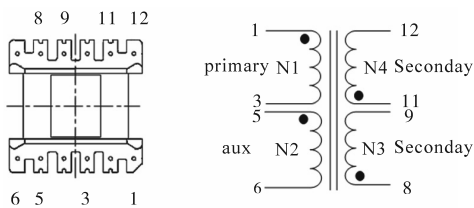


图3 高频变压器引脚图

Fig.3 High frequency transformer pin

EE33 立式 6+6 骨架中 1~3 脚为初级绕组输入, 5~6, 8~9 脚为次级绕组 12 V 电压输出, 11~12 脚为反馈偏置输出, 图中带点处为同名端。

初级绕组匝数 N_p 为

$$N_p = \frac{I_{\max} L_p \times 10^4}{A_e B_w} = 32.8 \approx 33 \quad (11)$$

式(11)中, 初级绕组峰值电流值 $I_{\max}=1.683 \text{ A}$, 初级绕组电感 L_p 由式(8)得出, 初级绕组取 33 匝。

次级输出整流二极管选 MBR20100CT, 次级绕组匝数 N_{1-2} 计算如下:

$$N_{1-2} = \frac{(U_{1-2} + U_{\text{on}})N_p}{U_{\text{OR}}} = 2.89 \quad (12)$$

式中: U_{on} 为导通压降, $U_{\text{on}}=0.85 \text{ V}$; U_{1-2} 为输出电压, $U_{1-2}=12 \text{ V}$ 。

1~2 路输出 12 V/4 A, 选取次级绕组匝数为 3 匝。

反馈偏置电路匝数 N_F 计算如下:

$$N_F = \frac{(U_F + U_{\text{on}})N_p}{U_{\text{OR}}} = 2.89 \quad (13)$$

式中: U_F 为输出电压, $U_F=12 \text{ V}$ 。

反馈偏置电路选取绕组匝数为 3 匝。

高频变压器气隙 δ 计算如下:

$$\delta = \mu_0 A_e (\frac{N_p^2}{L_p} - \frac{1}{A_L}) = 0.445 \text{ mm} \quad (14)$$

式中: μ_0 为真空磁导率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7} \text{ H/mm}$; 磁芯有效截面积 $A_e=114 \text{ mm}^2$; A_L 为电感系数, $A_L=3 \text{ 840 nH/N}^2$ 。

高频变压器线径选取, 初级线径 D_p 计算:

$$D_p = 1.13 \sqrt{\frac{I_{\max}}{J}} = 0.7396 \text{ mm} \quad (15)$$

截面积 S_p 计算:

$$S_p = (\frac{D_p}{2})^2 \pi = 0.4296 \text{ mm}^2 \quad (16)$$

穿刺深度 d 计算:

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \gamma}} = 0.182 \text{ mm} \quad (17)$$

其中

$$\omega = 2\pi f = 100\pi$$

式中: ω 为角速度; γ 为电导率, $\gamma=58 \times 10^6 \text{ S/m}$ 。

由于初级线径 $D_p > 2d = 0.364 \text{ mm}$, 线径大于 2 倍的穿刺深度, 以及电流的趋肤效应, 为增大导线的表面积, 需采用多股线绕制。

次级线径 D_s 计算:

$$D_s = 1.13 \sqrt{\frac{I_o}{J}} = 1.0107 \text{ mm} \quad (18)$$

式中: I_o 为次级输出电流, $I_o=4 \text{ A}$ 。

截面积 S_s 计算:

$$S_s = (\frac{D_s}{2})^2 \pi = 0.8023 \text{ mm}^2 \quad (19)$$

由于次级线径 $D_s > 2d$, 线径大于 2 倍穿刺深度, 采用多股线绕制。查美国线规 (American wire gauge, AWG), 选用初级、次级导线如表 2 所示。

表2 高频变压器导线型号

Tab.2 Type of conductor for high frequency transformer

	导线型号	截面积/mm ²	线径/mm
初级	#21	0.483 7	0.785
次级	#18	0.810 7	1.024

3 开关电源外围电路设计

3.1 次级整流滤波电路设计

次级两路输出绕组峰值反向电压 U_{PIVS} 为

$$U_{PIVS} = U_{1-2} + U_{INmax} N_{1-2}/N_p = 45.426 \text{ V} \quad (20)$$

反馈偏置电路峰值反向电压 U_{PIVF} 为

$$U_{PIVF} = U_F + U_{INmax} N_F/N_p = 45.426 \text{ V} \quad (21)$$

根据式(20)、式(21)的峰值反向电压,选用整流二极管型号为 MBR20100CT,峰值电流为 20 A>4 A。反馈偏置电路选用快开关二极管 1N4148。滤波电路选用 1 000 μF /16 V 电解电容和 1 μF /50 V 的贴片电容并联构成低等效串联阻抗,后加 3.3 μH 电阻式电感。

LDO 芯片 AMS1084 可输出低纹波、高精度的 5 V 电压。考虑到最大输入电流为 4 A,为防止 AMS1084 芯片发热严重,AMS1084 芯片前端加黄金铝壳电阻防止浪涌电流,同时作为功率负载,该电阻阻值及功率计算如下:

$$\begin{cases} R = \frac{U_R}{I_{o2}} = \frac{U_{AMSmax} - U_{AMSmin}}{I_{o2}} = 3.375 \Omega \\ P_R = 1.5P_{o2} = 72 \text{ W} \end{cases} \quad (22)$$

其中 $U_R = U_{AMSmax} - U_{AMSmin} = 20 \text{ V} - 6.5 \text{ V}$
 $I_{o2} = 5 \text{ A} \quad P_{o2} = 48 \text{ W}$

式中: U_R 为 AMS1084CT-5.0 输入电压; U_{AMSmax} 为芯片最大电压; U_{AMSmin} 为芯片最小电压; I_{o2} 为输出电流; P_{o2} 为输出功率。

根据式(22)选用 5 Ω /75 W 的黄金铝壳电阻:

$$V_{max} = \sqrt{P_R \cdot R} = 19.3 \text{ V} > 12 \text{ V} \quad (23)$$

式中: V_{max} 为使用电阻后可输出最大电压。

通过式(23)验证选用该型号电阻满足开关电源设计的输出要求。

3.2 其余电路

EMI 滤波电路的 π 型电路 X 和 Y 电容选值计算:考虑电容耐压值, C_X 选用 0.1 μF /250 V AC 的安规电容。

共模滤波电容 C_Y :

$$C_Y = I_g / (2\pi f_L U_{INmax}) = 9.19 \mu\text{F} \quad (24)$$

式中: I_g 为漏电流,根据 IEC60335-1 规定,对 I 类漏电流不超过 0.75 mA; f 为电网频率。

计算可得选用两个 10 μF /250 V 的安规电容。

共模滤波电感 L:

$$L = 1 / (C_Y 100\pi^2) = 3.3 \text{ mH} \quad (25)$$

额定电流较大时,共模电感的线径需增大,保留一定裕量,取 5 mH。

文中选用 DC-DC 稳压转换电源模块 B0515LS-1W 为逆变器的各个 IGBT 供电,选用 A0515-1W 输出 $\pm 15 \text{ V}$ 为电流传感器供电。电压转换模块输入端使用 4.7 μF 的贴片电容,输出端使用 1 μF /25 V 的电解电容进行滤波。

根据上文计算的高频变压器参数及外围电路设计,开关电源整体设计电路如图 4 所示。

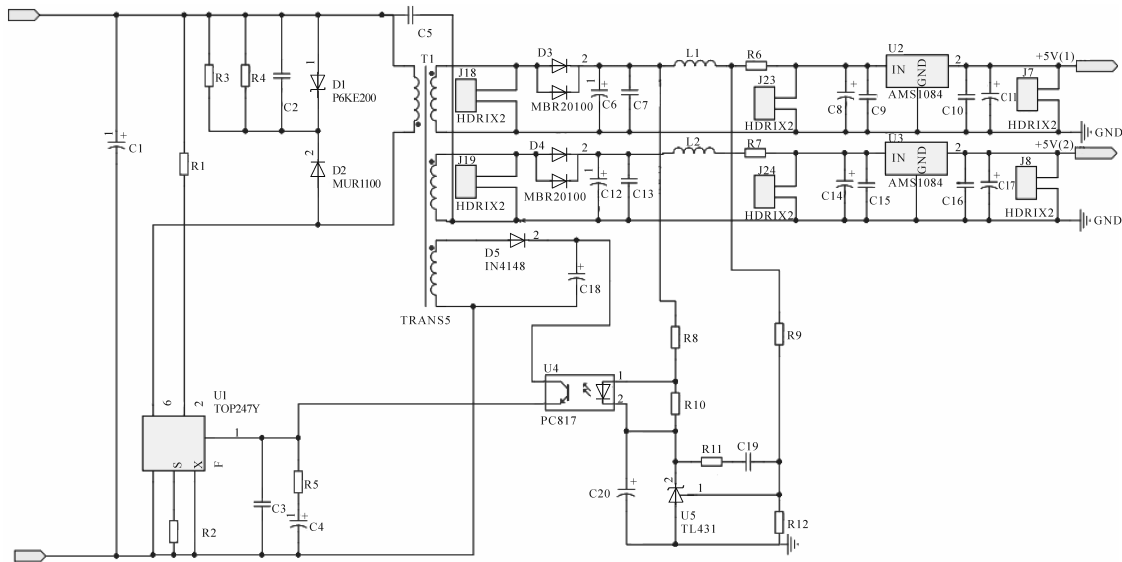


图4 开关电源设计图

Fig.4 Switch power supply design

4 实验结果与分析

为验证设计的可行性和效果,制作了该应用于开绕组电机伺服驱动系统的开关电源。高频变压器次级输出电压波形如图5所示。次级输出以及LDO整形后输出如表3所示。

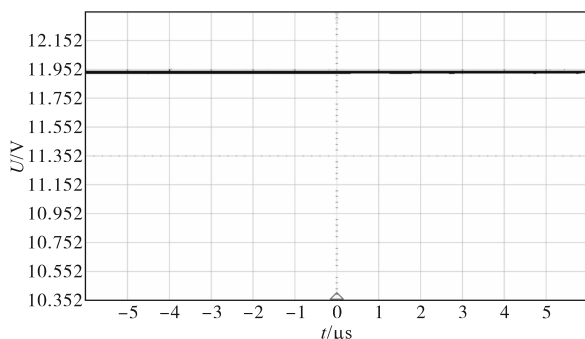


图5 输出电压波形图

Fig.5 Output voltage waveform

表3 各路输出电压

Tab.3 Output voltages

	副边/V	整形/V
U_{o1}	11.952	4.98
U_{o2}	11.952	4.98

从电压波形中分析可知,该高频开关电源输出电压稳定、纹波系数小,达到设计要求,且该电源适用于开绕组电机驱动系统。

5 结论

根据开绕组电机伺服驱动系统的双逆变器拓扑的特点,设计一种单端反激式开关电源,通过输出两路大功率的5V电压,第1路5V输出作为逆变器INV1保护电路芯片的电源并供给逆变器INV1的四个直流电压转换模块;第2路5V输出作为逆变器INV2保护电路芯片的电源并供给逆变器INV2的四个直流电压转换模块。该设计降低了高频变压器设计难度及开关电源体积。后续进行电压测试实验,实验结果证明,该开关

电源输出电压稳定、纹波系数小,达到设计要求,适用于开绕组电机伺服驱动系统。

参考文献

- [1] Pressman Abraham I, Billings Keith, Morey Taylor. 开关电源设计[M]. 王志强,肖文勋,虞龙,等译. 第3版.北京:电子工业出版社,2010.
- [2] 年珩,胡伟,周义杰.共直流母线开绕组永磁同步电机的弱磁控制策略[J].中国电机工程学报,2018,38(21):6461-6469.
- [3] 朱海勇.电动汽车驱动系统中双逆变器拓扑结构及其控制方法的研究[D].南京:东南大学,2016.
- [4] 孙丹,林斌,周文志.开绕组电机系统拓扑及控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(4):76-84.
- [5] Zhao W, Wu B, Chen Q, et al. Fault-tolerant direct thrust force control for a dual inverter fed open-end winding linear vernier permanent-magnet motor using improved SVPWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (9) : 7458-7467.
- [6] 王明玥,温金鑫,于洪泽,等.一种高频开关电源系统的并联均流控制方法[J].电气传动,2019,49(1):68-71,82.
- [7] 洪俊杰,罗志伟,严柏平,等.一种多路开关电源在PMLSM伺服系统中的设计与应用[J].电测与仪表,2017,54(19):107-112.
- [8] 黄玉水,徐爽,鲍建宇,等.一种无电解电容高压大功率LED驱动电源[J].电气传动,2020,50(3):102-106.
- [9] 王其轩,王振宇,陈北辰,等.一种新型高性能开关电源的设计与实现[J].电测与仪表,2019,56(4):27-31,61.
- [10] Ang Simon, Oliva Alejandro. 开关功率变换器—开关电源的原理、仿真和设计[M].徐德鸿,等译.第2版.北京:机械工业出版社,2011.
- [11] 刘阳,吴伟林.采用复合控制的SPWM逆变电源研究[J].电气传动,2018,48(3):33-40.
- [12] 李君,曾岳南.基于TOP247Y的电机伺服系统用多路开关电源设计[J].通信电源技术,2012,29(1):8-11.
- [13] 赵巧妮,夏益辉.单相PWM整流器比例谐振与阻尼控制研究[J].电气传动,2018,48(11):30-33.

收稿日期:2020-03-23

修改稿日期:2020-04-15