

超宽输入电压范围三相开关电源的设计和优化

孙 轩, 马 皓*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对工业用三相开关电源的宽输入电压范围要求,给出了一款利用 LM5021-1 实现的超宽输入电压范围的三相开关电源的设计和优化过程,其输入电压范围为线电压有效值 40 VAC~450 VAC,提供了 9 V/100 mA 和 12 V/4 W 两路直流输出。实验结果表明,该电源具有输入电压范围宽,输入/输出隔离度高、效率较高等优点,可应用于三相电表等电源中。

关键词:超宽输入电压范围;三相开关电源;LM5021-1

中图分类号:TM933.4

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)04-0097-04

Design and optimization of the super wide input voltage range three-phase power supply

SUN Xuan, MA Hao

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the requirement of wide input voltage range of three-phase switching power supply used in the industrial applications, the design and optimization of a super wide input voltage range three-phase power supply using LM5021-1 was introduced. The input line voltage range was 40 VAC~450 VAC(rms), two DC outputs of 9V/100mA and 12V/4W were provided. The results indicate that the power supply has the advantages of wide input voltage range, high degree of input and output isolation and high efficiency. And it can be used in the three-phase power supply for metering.

Key words: super wide input voltage range; three-phase power supply; LM5021-1

0 引 言

离线式开关电源以其高效率、高灵活性、重量轻及高性价比等优点在很多场合都得到了广泛的应用^[1-2]。通常的离线式开关电源是针对单相供电系统设计的,输入电压的范围只能满足于 1:3 的关系,如 85 VAC~265 VAC^[3]。而使用三相供电的工业设备也需要稳定可靠的辅助电源为其控制系统供电,通常要求此电源具有一定通用性,能适应不同三相电网制式,输入电压范围比较宽,如 40 VAC~450 VAC,并在缺相等故障情况发生时,也能正常工作。

笔者对此类开关电源的设计进行探讨,采用美国国家半导体的电流模式控制芯片 LM5021-1^[4],给出超

宽输入电压范围 1:11 即线电压有效值为 40 VAC~450 VAC 的三相输入开关电源的设计。

1 电源指标要求

本研究以三相电表电源为例进行介绍。输入为三相,兼容三相三线制和三相四线制,输入电压范围为线电压有效值 40 VAC~450 VAC;输出有两路,B 路为直流输出 9 V/100 mA,电压纹波小于 40 mV;C 路为直流输出 12 V/4 W,电压纹波小于 100 mV。两路输出不共地,原副边隔离且可承受 4 000 V 的工频耐压。

2 电路设计

由于输出有多路,且输出功率较小,因此选用隔离

的反激式拓扑结构较合适^[5-6]。在本研究中,控制芯片选用 LM5021-1,采用电流模式控制,其最大占空比为 80%,可满足宽输入电压范围电源控制的要求。本研

究着重介绍在宽输入电压范围条件下反激式变压器的设计、功率器件的选择及电路的优化设计。电路原理图如图 1 所示。

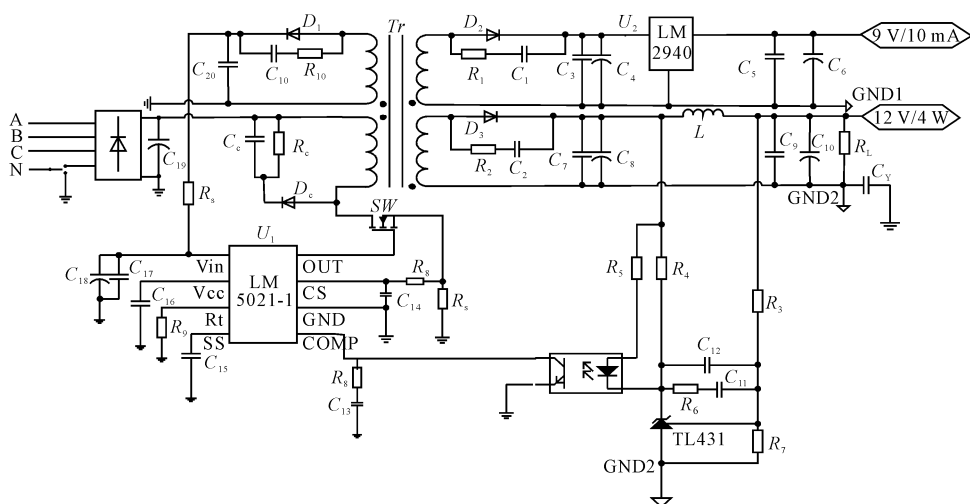


图 1 基于 LM5021-1 的三相输入开关电源原理图

2.1 输入直流滤波电路的设计

当输入线电压有效值为 450 VAC 时,经过整流之后的直流母线电压为 636 VDC,因此直流滤波部分采用两个 47 μ F/400 V 的电容器串联进行滤波,同时分别并联平衡电阻进行均压。

2.2 反激变压器的设计

由于电路在全输入电压范围内工作时占空比变化范围比较大,因此在设计变压器时需要考虑以下几点:

- ①变压器原边电感量的选择须保证在最低输入电压且两路输出均满载时电路仍工作于 DCM 模式;
- ②变压器匝比的选择既要考虑到开关管的耐压,又要保证副边输出电压在不同负载情况时稳定,同时还要尽量使 B 路输出侧三端稳压器上的压降较小,以降低损耗;
- ③原副边之间加多层绝缘胶带及绕线布局优化设计,以使其能承受 4 000 V 的工频耐压。

磁芯采用 Ferroxcube PQ20/20,材质为 3C90,主要参数如下:磁芯有效截面积 $A_e = 62.6 \text{ mm}^2$,磁芯窗口面积 $A_w = 23.4 \text{ mm}^2$,有效磁路长度为 $l_e = 45.7 \text{ mm}$,100 $^{\circ}\text{C}$ 时 $B_{\text{max}} = 0.35 \text{ T}$ 。

电路的开关工作频率为 110 kHz,选取反射电压 $V_{\text{or}} = 160 \text{ V}$, $\Delta B_{\text{ac}} = 0.34 B_{\text{max}}$ 。为了使变换器在全输入电压范围内均工作在不连续导通 (DCM) 模式,应在最低输入电压且两路输出均满载条件下设计变压器初级侧的电感,此时控制芯片输出 PWM 信号的占空比最大,可由下式计算得到:

$$D_{\text{max}} = \frac{V_{\text{or}}}{V_{\text{or}} + V_{\text{DCmin}}} = 0.74 \quad (1)$$

变压器原边电感量为:

$$L_p = \frac{V_{\text{DCmin}}^2 \times t_{\text{onmax}}^2}{2TP_{\text{in}}} = 1 \text{ mH} \quad (2)$$

变压器原边匝数可由下式得到:

$$N_p = \frac{U_{\text{DCmin}} \times t_{\text{onmax}}}{A_e \times \Delta B_{\text{ac}}} = 50.6 \quad (3)$$

实际选取 50 匝。

变压器的原、副边匝比为:

$$n = \frac{V_{\text{or}}}{V_{\text{out-12}} + V_{\text{diode}}} = 12.6 \quad (4)$$

副边两路输出绕组及辅助绕组的匝数可分别由式 (5) ~ 式 (7) 得到:

$$N_{s-12} = \frac{N_p}{n} = 4 \quad (5)$$

$$N_{s-9} = \frac{N_{s-12} \times (V_{\text{out-9}} + V_d + V_T)}{V_{\text{out-12}} + V_d} = 3.3 \quad (6)$$

$$N_{\text{aux}} = \frac{N_{s-12} \times (V_{\text{aux}} + V_d)}{V_{\text{out-12}} + V_d} = 4.7 \quad (7)$$

为了满足空载时 B 路输出电压稳定的要求, B 路输出绕组匝数实际选取 4 匝。辅助绕组匝数实际选取 5 匝。

式中 V_d —输出整流二极管上的压降; V_T —B 路输出三端稳压器上的压降。

2.3 开关管及输出整流二极管的选择

开关管及输出整流二极管均需在最高输入电压时选择,考虑 120 V 尖峰电压,当输入电压为 450 VAC (即 636 VDC) 时开关管上承受的最大反向电压为:

$$V_{\text{DCmax}} = V_{\text{DCmax}} + V_{\text{or}} + V_{\text{PK}} = 916 \text{ V} \quad (8)$$

式中 V_{pk} —开关管上的尖峰电压。

考虑开关管的导通损耗,本研究实际选择 IX-TP3N120(1 200 V/3 A)的 MOSFET。

输出整流二极管承受的最大反向电压为:

$$V_{Diode-max} = \frac{V_{DCmax}}{n} + V_{out} = 59\text{ V} \tag{9}$$

为了降低二极管的导通损耗可选用正向压降低的肖特基二极管作为输出整流二极管。综合考虑二极管的耐压及电流容量,实际输出整流二极管均选用肖特基二极管 MBRS1100T3(1 A/100 V)。

2.4 电路的优化考虑

电路中的主要损耗除了开关管损耗和输出整流二极管损耗外,还包括变压器损耗和输出 B 路三端稳压器损耗等。

三端稳压器上的损耗由稳压器上的压降和流过器件电流的乘积决定,由于变压器原副边匝比是按照最低输入电压满载的情况设计的,因此过小的原副边匝比会使三端稳压器上压降过大从而使损耗增加。可以通过增加变压器原副边匝比的方法降低损耗,使得最高输入电压时 C 路输出空载、B 路输出满载条件下稳压器输入端电压满足最小稳压条件。但是过大的原副边匝比会使 MOSFET 承受电压过高,并有过压击穿的危险,所以匝比的选择是折中考虑的结果。

变压器的损耗包括铜耗和铁耗两部分,铜耗主要是由线圈中流过电流产生的,而铁耗则可由 Steinmetz 方程得到:

$$P_{core} = C_m f^\alpha B^\beta \times V_e \tag{10}$$

式中 C_m —损耗系数; f —工作频率; B —工作磁感应强度幅值; V_e —磁芯体积; α 、 β —频率和磁感应损耗系数, $\alpha > 1$, $\beta > 1$ 。

综合考虑以上因素,在固定电路工作频率的条件下,为了减小电路损耗,则可以通过减小变压器线圈电阻来减小变压器铜损,降低磁芯工作磁感应强度幅值以减小变压器铁损,增大变压器原副边匝比以减小三端稳压器上的损耗。

重新选择 $V_{or} = 170\text{ V}$, $\Delta B_{ac} = 0.21B_{max}$,按照式(1)~式(7)重新计算,得到改进后的变压器原副边绕组及辅助绕组匝数分别为 84、6、7 和 8。

变压器改进前后两组不同的参数及线径选择如表 1 所示,其中变压器 1 是改进前变压器参数,变压器 2 为改进后变压器参数,两组变压器均采用相同的磁芯及三明治绕法绕制。变压器绕线布局轴向剖面图如图 2 所示。

表 1 改进前后变压器参数

变压器 1				
	原边绕组	副边 B 路	副边 C 路	副边辅助
匝数	50	4	4	5
线径/mm	0.33	0.23	0.33 × 2	0.23

变压器 2				
	原边绕组	副边 B 路	副边 C 路	副边辅助
匝数	84	6	7	8
线径/mm	0.31	0.33	0.33	0.33

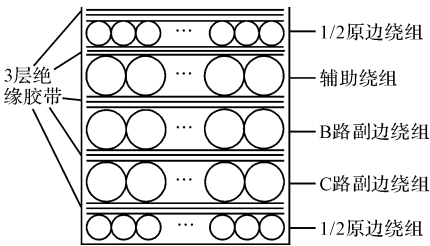
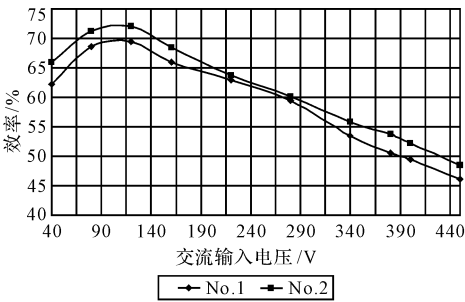


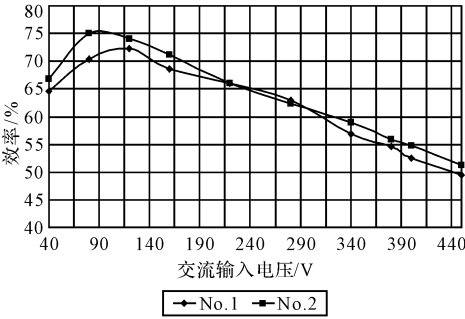
图 2 变压器绕线布局轴向剖面图

为了满足变压器原副边之间高的耐压绝缘要求,本研究采用增加绝缘层厚度(3 层绝缘胶带)来增强隔离,但是绝缘层厚度的增加会使变压器漏感有所增大。实际得到的变压器 1 的初级电感量为 1.041 mH,漏感为 12.74 μ H;变压器 2 的初级电感量为 1.006 mH,漏感为 12.80 μ H。

三相三线制和三相四线制情况下两种变压器对应的电路的效率曲线如图 3 所示。从效率曲线上可以看出,不管是三线制还是四线制,采用变压器 2 的效率比采用变压器 1 的效率平均高了 2~3 个百分点,其主要原因有两方面:①变压器 2 选用了较小的磁感应强度



(a)三相三线制



(b)三相四线制

图 3 满载时两种不同变压器下系统的效率曲线

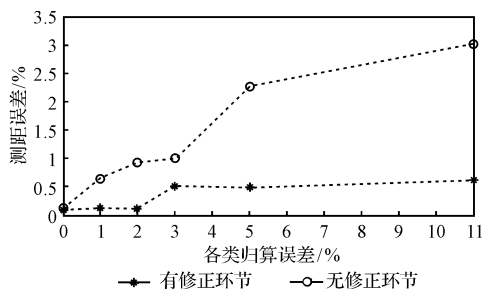


图5 有无修正环节算法的测距误差比较

4 结束语

在高压输电线路双端不同步数据故障测距研究中,线路参数变化或其他参数误差都会对测距精度有较大的影响。本研究提出的这种参数误差归算修正算法,将各类参数误差归算为单位长度线路参数的变化,利用故障前故障滤波器记录的工频量电压电流数据,计算出归算系数,反馈修正系统模型。计算量相对较少,归算系数的求解不受数据不同步角度制约。Matlab 仿真表明,该算法能有效地减少各类参数误差单独

作用和共同作用时的影响,提高了故障测距的抗干扰能力,以及存在干扰和误差时的故障测距精度。

参考文献 (References):

- [1] JOHNS A T, JAMALI S. Accurate fault location technique for power transmission lines [J]. **IEE Proc-Gener. Transm. Distrib.**, 1990, 137(6): 395-402.
- [2] GIRGIS A A, HART D G, PETERSON W L. A new fault location technique for two and three terminal lines [J]. **Transactions on Power Delivery**, 1992, 7(1): 98-107.
- [3] 葛耀中. 新型继电保护和故障测距的原理与技术[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2007: 256-260.
- [4] 全玉生, 邱庆春. 基于双端不同步数据故障定位的中位修正法[J]. 高电压技术, 2005, 31(9): 1-4.
- [5] 梁华为, 刘万顺. 一种考虑对各种误差综合修正的线路双端测距算法[J]. 继电器, 2005, 33(17): 7-10.
- [6] 黄飞腾, 陈明军, 郑慧. 故障测距中的差分傅氏滤波改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(11): 62-65.
- [7] 安艳秋. 基于分布参数线路模型的精确故障测距算法[J]. 继电器, 2003, 31(6): 42-45.

[编辑:张翔]

(上接第99页)

幅值, $\Delta B_{ac} = 0.21B_{max}$, 磁损大大减小; ②由于增加了变压器原边绕组与B路输出绕组的匝比, 在开关管关断时, B路输出稳压器件 LM2940-9 上的压降减小, 从而降低了损耗。

3 实验结果及分析

采用上述方法设计电路, 选用变压器 2, 最低输入电压 40 VAC, 两路输出均满载时的开关管 DS 之间的电压波形及原边电流检测电阻上的电压波形如图 4 所示, 从图中可以看出此时电路工作于 DCM 模式, 且占空比接近 80%。最高输入电压有效值 450 VAC 两路输出均满载时, 开关管漏源极之间的电压波形如图 5 所示, 此时电路以“间歇工作”模式工作, 跳过一些周期从而使得电路的平均频率降低, 损耗减小。

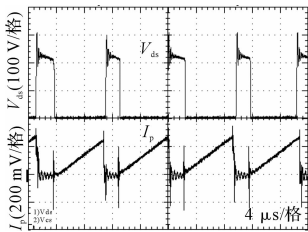


图4 输入 40 VAC 满载时开关管上 DS 间和原边电流检测电阻上的电压波形

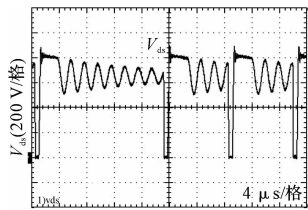


图5 输入 450 VAC 满载时开关管 DS 间电压波形

4 结束语

本研究介绍了利用美国半导体的电流模式控制芯片 LM5021-1, 实现了超宽输入电压范围 1:11 即线电压有效值 40VAC~450VAC 三相开关电源的设计和优化, 实验结果表明该电源输入电压范围比较宽, 效率较高, 具有较好的应用前景。

参考文献 (References):

- [1] MARTY B. 开关电源设计指南[M]. 徐德鸿, 沈旭, 杨成林, 等, 译. 北京:机械工业出版社, 2004.
- [2] JOSHI R. Designing wide-range power supplies for three-phase industrial applications [J]. **Electronics Products China**, 2006(10): 50-52.
- [3] 于庆广, 张宁. 三相四线制数字电表专用电源的设计和实现[J]. 电子技术应用, 2006, 32(12): 111-114.
- [4] National Semiconductor. LM5021: AC-DC Current Mode PWM Controller[EB/OL]. [2005-06-01]. <http://www.national.com>.
- [5] JI Chuan-wen, SMITH K M, SMEDLEY K M. Cross Regulation in Flyback Converters: Analytic Model and Solution [C]//The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999, USA, 1999: 174-179.
- [6] 张晓峰, 吕征宇. 多路输出反激变换器的假断续行为分析[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4): 48-49.

[编辑:张翔]