

一种输出电压可调的大功率开关电源

胡蓬峰¹, 王正仕¹, 陈辉明^{1*}, 张家勇²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江大学 三伊电气电子工程公司, 浙江 杭州 310027)

摘要:为解决输出电压可调档的大功率开关电源应用场合中,普通设计方案存在的“环路补偿网络设计困难、电源效率低下”等问题,提出了一种改进设计方案,将高频变压器中的单个副边绕组改成多个绕组输出,每个副边绕组都接到整流桥上,整流桥串联连接,同时将继电器串接在每个副边绕组的支路上,控制着每个副边绕组的功率输出。由一台三档电压输出 145 V、380 V、730 V,额定功率为 650 W 的实验样机验证该改进方案的可行性。实验结果表明,这种设计方法切实可行,具有很好的实用性。

关键词:档位电压;大功率开关电源;整流桥串联;继电器

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)09-1153-04

Output-voltage-regulated full-bridge DC-DC converter

HU Peng-feng¹, WANG Zheng-shi¹, CHEN Hui-ming¹, ZHANG Jia-yong²

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. SanYi Electrical and Electronic Co., Ltd., Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to solve the problems of low efficiency and difficulty to design pleasant compensator transfer function, which exist in the conventional method during the application of high-power switching power supply whose output voltage can be regulated, an improved method was presented to solve these problems, one secondary winding of high-frequency transformer was changed into multiple windings which connect with the bridge rectifiers which connect in series, and the relays connected in series in the branch of each secondary winding, controlling the transferring of power of each secondary winding. A prototype of 650 W rated power, three different output levels 145 V, 380 V, 730 V was established to verify the effectiveness of this improved method. The experimental results show that this method is feasible and practical.

Key words: regulated output voltage; high-power switching power supply; rectifiers in series; relay

0 引言

特种电源一般是为特殊负载或场合要求而设计的,它的应用十分广泛,主要有:电镀电解、阳极氧化、感应加热、医疗设备、电力操作、电力试验、环保除尘等^[1]。在某次特殊电源应用中,对大功率开关电源的要求为 3 档电压输出,分别为 730 V、380 V、145 V,每档都要求空载(0 W)至满载(650 W)全范围稳定输出。

为此,本研究采用全桥变换器拓扑,通过继电器控制高频变压器的副边绕组功率输出,以满足这种特殊

的应用要求。

1 全桥变换器结构拓扑的分析介绍

全桥变换器拓扑如图 1 所示,它由 4 个功率开关管构成,每个开关管承受的关断电压等于输入直流电压,与推挽、交错正激相比,减少了一半。而在开关管承受相同峰值电流和电压的条件下,又可得到两倍于半桥变换器的输出功率^[2]。因此在输入网压为 220 V 或者更高,输出功率又较大的场合中,全桥变换器得到广泛的应用^[3]。

收稿日期:2011-02-24

作者简介:胡蓬峰(1987-),男,浙江永康人,主要从事电力电子技术方面的研究. E-mail: hupengfeng000000@126.com

通信联系人:陈辉明,男,教授,硕士生导师. E-mail: huiming@cee.zju.edu.cn

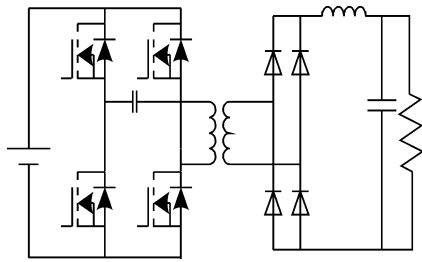


图 1 全桥变换器电路图

2 普通设计方案中开关电源存在的问题

对于输出电压可调档的大功率开关电源,常规的设计方法是采用如图 1 所示的主电路原理图结构,电压环作为控制环,这样通过调节分压比就可以得到不同档位电压输出。但这种设计方式存在如下问题。

2.1 不同档位电压情况下的工作占空比差别很大

在全桥变换器中,连续模式下占空比 D 和输出电压 U_{load} 关系为:

$$D = \frac{nU_{load}}{2U_g} \quad (1)$$

式中: U_g —电源电压, n —变压器原副边的比值。

从中可以看出,占空比 D 和输出电压 U_{load} 成比例关系。这样的结果是,低档位电压输出时的占空比远小于高档位电压输出时的占空比,而在满功率输出情况下,小占空比工作对电路是不利的。在本次应用中,电压分为 3 档:一档为 730 V,二档为 380 V,三档为 145 V;假设一档输出时,连续模式下的工作占空比为 0.4,则当二档输出时,工作占空比 $D = 0.4 \times 145/730 = 0.079$ 。显然在如此小的占空比下还要送出 650 W 的额定功率必然导致电源效率大大降低,影响可靠性和稳定性。

2.2 不同档位电压情况下的传输特性差异

由全桥变换器的小信号模型得负反馈系统框图如图 2 所示^[4]。

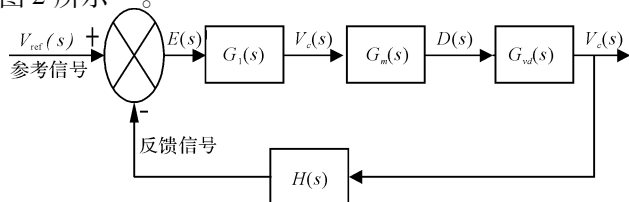


图 2 负反馈系统框图

$H(s)$ —反馈取样传递函数, $H(s) = 1/\beta$; $G_1(s)$ —补偿网络传递函数; $G_m(s)$ —PWM 脉宽调制器的传递函数; $G_{vd}(s)$ —全桥变换器的占空比 $\hat{d}(s)$ 至输出 $\hat{V}_o(s)$ 的传递函数

回路增益传递函数为:

$$T(s) = G_1(s)G_m(s)G_{vd}(s)H(s) = G_1(s)G_o(s) \quad (2)$$

式中: $G_o(s)$ —未加补偿网络 $G_1(s)$ 时的回路增益函数,称为原始回路增益函数, $G_o(s) = G_m(s)G_{vd}(s)H(s)$ 。

在不同档位电压输出情况下,反馈取样传递函数不同,原始回路传递函数当然也会变化。在应用中的 3 档电压为 730 V、380 V、145 V,对应的取样传递函数分别为 10/730、10/380、10/145,故 730 V 时的原始回路增益函数为:

$$G_{o1}(s) = \frac{10}{730}G_{vd}(s)G_m(s) \quad (3)$$

380 V 时的原始回路增益函数为:

$$G_{o2}(s) = \frac{10}{380}G_{vd}(s)G_m(s) \quad (4)$$

145 V 时的原始回路增益函数为:

$$G_{o3}(s) = \frac{10}{145}G_{vd}(s)G_m(s) \quad (5)$$

从中可以明显地看出:原始回路增益函数随档位的变化而变化,这样,补偿网络也要根据增益的变化进行设计,增加了设计的复杂度和实际调试的难度。

2.3 副边绕组整流桥的过冲电压问题

当 4 个开关管均关断时,变换器中的滤波电感有一确定的电流并经整流二极管续流。当其中两个开关管打开时,原边线圈承受母线电压。副边绕组整流桥的一对二极管承受反压关断,另一对二极管继续导通。由于副边线圈存在漏感及二极管存在反向恢复特性,关断二极管上承受很高的尖峰电压。即使是加了阻容吸收之后,二极管上电压过冲比例还是很高。特别是应用中的最高档位电压输出为 730 V,按正常占空比 $D = 0.4$ 计算,整流桥输出的脉冲电压幅值为 912 V,加上电压过冲,已经逼近 1 200 V 的极限。而市场上常见的二极管最大反向电压最高为 1 200 V,从工程应用出发,单副边绕组工作是不可行的。

3 改进开关电源设计

针对这次的多档位电压输出要求以及普通设计方法存在的问题和缺陷,本研究采用了一种改进的设计方法(主电路图如图 3 所示):将原来的副边单绕组输出改为副边三绕组输出,每个绕组各接 1 个整流桥,3 个整流桥串联连接。同时每个副边绕组支路上个串

联一只继电器。根据不同档位电压的要求,控制3只继电器的通断,决定让哪几个副边绕组送出功率,这样在不同档位电压情况下,电路的占空比 D 都在一个比较合理的范围内,保证电源稳定可靠地工作。

以下是三方面问题改善情况的具体介绍。

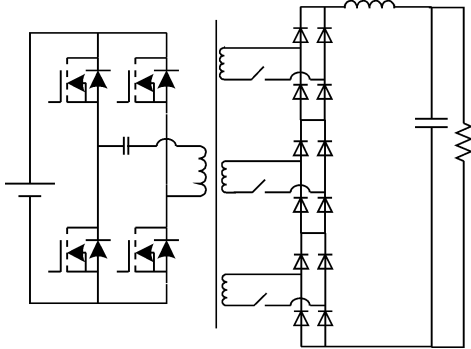


图3 改进后的主电路原理图

3.1 不同档位电压输出情况下工作占空比均在合理范围内

在本研究的设计中,当第1档730V电压输出时,控制继电器使3个副边绕组都参与输出功率,此时变压器的变比为17:63,当第2档380V电压输出时,控制继电器使第1个和第2个副边绕组参与输出功率,此时变压器的变比为17:40,当第3档145V电压输出时,控制继电器只让第1个参与输出功率,此时变压器的变比为17:19。由 $D = (nV_{load}) / (2U_g)$ 可得1档730V电压输出时,其占空比为 $D = (17 \times 730) / (63 \times 2 \times 300) = 0.3283$,2档380V电压输出时, $D = (17 \times 380) / (40 \times 2 \times 300) = 0.269$,3档145V电压输出时, $D = (17 \times 145) / (19 \times 2 \times 300) = 0.216$ 。

从中可以看出,通过这种方式,在所有档位中工作占空比 D 都处于一个合理的范围内,保证电源稳定高效的传输功率。

3.2 不同档位电压输出情况下的传输特性差异减小

本研究根据平均开关网络法^[5-8],得到全桥型DC/DC变换器在连续模式下的小信号传递函数为:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{U}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_{load}(s)=0, \hat{U}_g(s)=0} = \frac{U_g}{n} \cdot$$

$$\frac{2R}{LCRs^2 + Ls + R} = \frac{1}{n} K_m \quad (6)$$

式中: U_g —全桥母线电压, n —原边与副边的比值。

且:

$$K_m = \frac{2R}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (7)$$

这样在第1档输出时:

$$G_{o1}(s) = \frac{10}{730} G_{vd1}(s) G_m(s) = \frac{10}{730} \cdot \frac{63}{17} K_m G_m(s) = 0.0507 K_m G_m(s) \quad (8)$$

第2档输出时:

$$G_{o2}(s) = \frac{10}{380} G_{vd2}(s) G_m(s) = \frac{10}{380} \cdot \frac{40}{17} K_m G_m(s) = 0.0619 K_m G_m(s) \quad (9)$$

第3档输出时:

$$G_{o3}(s) = \frac{10}{145} G_{vd1}(s) G_m(s) = \frac{10}{145} \cdot \frac{19}{17} K_m G_m(s) = 0.077 K_m G_m(s) \quad (10)$$

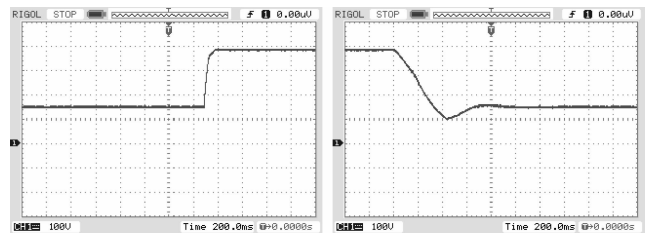
从中可以明显看出,本研究采用这种改进方法之后,与普通设计方法相比,减小了不同档位电压输出时的传输特性差异。这对闭环系统控制器的设计是非常有利的。

3.3 副边绕组整流桥的过冲电压问题

由于将原来的单绕组输出变成了三绕组输出,而在总匝数不变的情况下,三绕组同时输出功率时每个绕组输出电压大为减小,这样,副边整流二极管承受的反向电压也大大减小,使二极管获得足够的安全工作电压裕量。

4 实验

本研究按照上述设计方法搭建好实验样机,并根据闭环控制理论调试出良好的补偿网络,在实验中,电路在不同电压档位145V、380V、730V时均能实现全范围功率(0W~650W)稳定工作。通过继电器通断可靠地实现不同档位电压输出,其电压档位切换时的波形如图4~6所示。

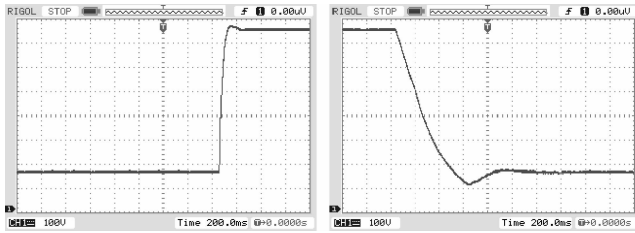


(a) 第3档向第2档切换 (b) 第2档向第3档切换

图4 第3档145V和第2档380V之间切换时的波形图

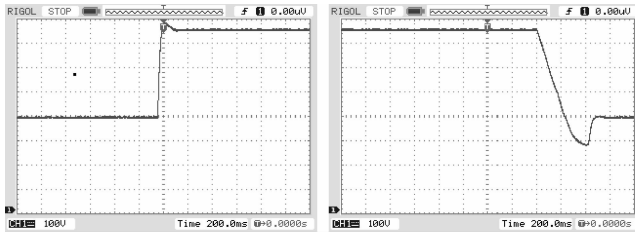
6 结束语

针对这种分档电压输出的特殊应用场合,本研究采用的“多绕组输出、继电器通断切换”的方案很好地解决了普通设计方案的缺陷和问题,能够满足这种特殊的电源应用要求。跟普通的大功率开关电源设计相



(a) 第 3 档向第 1 档切换 (b) 第 1 档向第 3 档切换

图 5 第 3 档 145 V 电压向第 1 档 730 V 之间切换时的波形图

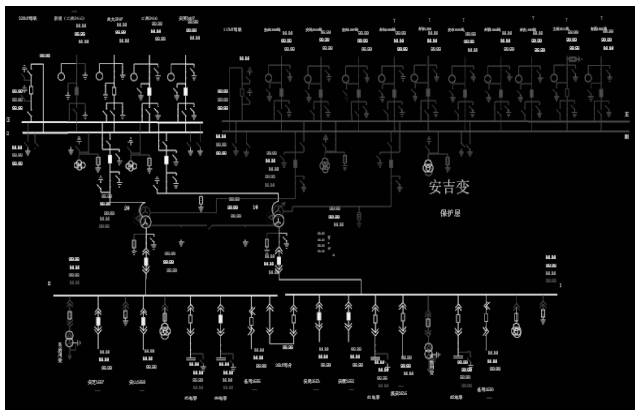


(a) 第 2 档向第 1 档切换 (b) 第 1 档向第 2 档切换

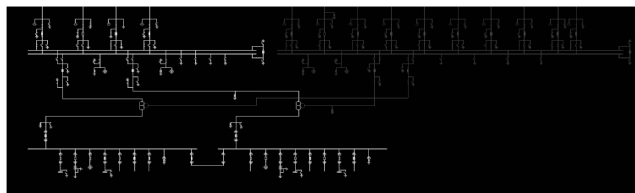
图 6 第 2 档 380 V 电压向第 1 档 730 V 的波形图

比,虽然主电路增加了副边绕组和整流桥的数目,但控制电路却几乎未变,从整体来讲,其复杂程度并未增加多少。因此,该方案值得在这种多档电压输出的应用场合中大力推广应用。

(上接第 1131 页)



(a) 某 110 kV 变电站的非规整 SVG 图



(b) 识别后自动生成的规整化变电站 SVG 单线图

图 6 变电站单线图 SVG 识别案例

出了对应的变电站元件、拓扑、间隔、母线接线方式等重要参数的识别算法,获取了全部数据,为下一步根据这些数据自动生成标准规范的 SVG 图形奠定了基础,

参考文献 (References) :

- [1] 史平君. 特殊而应用广泛的电源—特种电源[J]. 电源技术应用,2010,13(6):1-7.
- [2] 王志强. 开关电源设计[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2005.
- [3] 王兴贵,邹应伟,刘金龙. 全桥型 DC/DC 开关电源的建模与控制[J]. 电力电子技术,2007,41(7): 86-88.
- [4] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [5] ERICKSON R W. Fundamentals of Power Electronics [M]. 2nd ed. Springer,2001: 39-40.
- [6] SANDERS S R, VERGESE G C. Synthesis of averaged circuit models for switched power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 5(8):905-915.
- [7] BEN-YAAKOV S, ADAR D. Average models as tool for studying Dynamics of Switch Mode DC-DC Converters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1994:1369-1376.
- [8] SUN J, MITCHELL D M, GREUEL M, et al. Average Models for PWM Converters in Discontinuous Conduction Mode [C]//Proceedings of the 1998 International High Frequency Power Conversion Conference, 1998:61. [编辑:李 辉]

为现有变电站的 SVG 图形提供了统一数据模型、统一数据格式、统一图形(即图数模一体化改造)的一种解决方案。

参考文献 (References) :

- [1] SUN Hong-bin, LI Peng, ZHANG Bo-ming, et al. Design of a Hierarchical Network Remodeling System based on IEC61970 for Electrical Power Control Centers in China. [C]. 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting- Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. Pittsburgh, PA: [s. n.], 2008.
- [2] 章坚民,楼 坚. 基于 CIM/SVG 和面向对象的配电单线图自动生成[J]. 电力系统自动化,2008,32(22):61-65.
- [3] 杨光正,吴 岷. 模式识别[M]. 合肥:中国科技大学出版社,2001.
- [4] 于尔铿. 电力系统状态估计[M]. 北京:水利水电出版社,1985.
- [5] 陈星莺,孙恕坚,钱 锋. 一种基于追踪技术的快速电力网络拓扑分析方法[J]. 电网技术,2003,28(5):22-24.
- [6] 周 琰,周步祥,刑义. 基于邻接矩阵的图形化网络拓扑分析方法 [J]. 电力系统保护与控制,2009,37(17):49-56.
- [7] 于 红,朱永利,宋少群. 图形数据库一体化的厂站接线拓扑分析[J]. 电力自动化设备,2005,25(11):79-82.
- [8] 陈树柏,左 垠,张良震. 网络图论及其应用[M]. 北京:科学出版社,1982. [编辑:李 辉]