DOI: 10.3969/j.issn.1001-4551.2013.08.025

基于交错并联 boost 电路的集中式光伏发电系统*

王晓坤,李玉玲*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:为了减小光伏发电系统因功率扰动造成的能量损耗,提高光伏发电系统的效率和质量,将交错并联boost变换器应用于集中式 光伏发电系统。在分析交错并联boost光伏发电系统运行特性的基础上,通过状态空间方程建立了交错并联boost电路的数学模型, 设计了合理的补偿结构,以提高系统稳态和动态性能。仿真和实验结果表明,交错并联boost电路用于集中式光伏发电系统,不仅能 够减小光伏模块的输出电流纹波,而且提高了光伏模块输出电流纹波的频率,减小了电感设计尺寸,降低了开关管的电流应力,提高 了系统的功率密度和系统稳定性。

文章编号:1001-4551(2013)08-1005-05

Centralized PV system based on interleaved boost converters

WANG Xiao-kun, LI Yu-ling

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

Abstract: Aiming at reducing the power losses caused by power fluctuation for photovoltaic power generation system and improving the power quality and efficiency of the PV system, the interleaved boost converters were adopted in centralized photovoltaic system. On the basis of analysis of PV power generation system with interleaved boost operating characteristics, the mathematical model of interleaved boost based on state-space equation was established to design reasonable compensation block and improve the system steady-state and dynamic performance. Simulation and experimental results indicate that an overall reduction of current ripple amplitude and inductor size as well as high frequency of current ripple can be achieved in centralized system with interleaved boost. Low current device can be used in high power application. The high power density and high stability of the system can be obtained.

Key words: interleaved; boost circuit; centralized PV power generation system; state-space equation

0 引 言

在高功率的电力电子系统中,由于电流应力过大 常会导致器件选型困难的问题,和将功率开关管并联 相比,将功率变换器并联是更加有效的选择,随着功 率变换器并联结构的出现,交错技术由此被提出。将 交错技术应用到并联功率变换器中,可以减小系统纹 波,提高系统效率,使系统具有更好的散热性能和更 高的功率密度^[1-2]。

在光伏发电系统中,一般功率等级在100 W~300 W

之间的光伏组件最大功率点处的电压范围通常为23 V~ 38 V,常需要一级 DC-DC 变换器进行预调整,在 DC-DC 变换器中,buck 和boost 变换器的效率较高,其 中boost 变换器具有拓扑结构简单、输入电流连续、能 够适应宽的输入电压范围等特性,常用在光伏发电系 统的第一级预调整中^[3-7]。文献[8]中提到,为了使光 伏组件利用率大于98%,光伏组件端电压幅值波动范 围应小于8.5%,因此为了达到较高的系统转换效率, 光伏组件输出端电压纹波不能太大。基于交错技术 优势和提高光伏组件利用率的考虑,将交错并联boost

作者简介: 王晓坤(1987-), 男, 山东青岛人, 主要从事光伏并网发电方面的研究. E-mail: leray.kuen@gmail.com 通信联系人: 李玉玲, 女, 副教授, 硕士生导师. E-mail: liyl@zju.edu.cn

收稿日期: 2013-01-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277164)

变换器应用到集中式的光伏发电系统中。

本研究将交错并联 boost 电路应用于集中式光伏 发电系统,每个变换器分担总电流的一部分,开关管 电流应力成倍减小,光伏输出电流纹波减小,电感尺 寸减小,系统因功率扰动造成的能量损耗减小。对每 个 boost 变换器的设计留有余量,则整个功率转换系统 不会因为一个 boost 变换器故障而工作失败,系统容错 能力增强,可靠性提高。

1 集中式结构运行分析

基于交错并联boost电路的集中式光伏发电系统 结构图如图1所示。



图1 基于交错并联 boost 电路的集中式光伏发电系统

在电流连续工作状态下,本研究给出了由单个、 两个和3个boost电路组成的功率转换系统交错并联 时的输入电流纹波和电感电流纹波数学表达式。

对于单个boost电路,输入电流纹波峰峰值为:

$$\Delta I_1 = \frac{V_{\rm in} \cdot DT_s}{L} \tag{1}$$

两个boost电路交错并联时,输入电流纹波峰峰值为:

$$\Delta I_2 = \begin{cases} \frac{V_{\text{in}} \cdot DT_s}{L} \cdot \frac{1 - 2D}{1 - D}, & 0 < D \le 0.5 \\ \frac{V_{\text{in}} \cdot DT_s}{L} \cdot \frac{2D - 1}{D}, & 0.5 < D \le 1 \end{cases}$$
(2)

3个boost电路交错并联时,输入电流纹波峰峰值为:

$$\Delta I_{3} = \begin{cases} \frac{V_{\text{in}} \cdot DT_{s}}{L} \cdot \frac{1 - 3D}{1 - D}, & 0 < D \leq \frac{1}{3} \\ \frac{V_{\text{in}} \cdot DT_{s}}{L} \cdot \frac{2 - 3D}{1 - D} \cdot \frac{3D - 1}{3D}, & \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \\ \frac{V_{\text{in}} \cdot DT_{s}}{L} \cdot \frac{3D - 2}{D}, & \frac{2}{3} < D \leq 1 \end{cases}$$
(3)

本研究通过仿真电路谐波傅里叶分析,得到两个 boost电路和3个boost电路交错并联时,电感电流和输 入电流谐波分布情况如图2、图3所示。

从图2(a)和图2(b)中可以看出,在两个boost交 错并联电路中,相对于电感电流纹波扰动,输入电流 纹波扰动程度减小,基波频率提高一倍,是开关频率



的两倍。

从图3(a)和图3(b)中可以看出,在3个boost交错 并联电路中,相对于电感电流纹波扰动,输入电流纹 波大幅减小,基波频率提高两倍,是开关频率的3倍。

因此,通过采用交错并联技术可以有效减小光伏 组件的输出电流纹波幅值,提高输出电流纹波频率, 可以更为方便地设计滤波电路,减小boost电路设计尺 寸,提高boost电路的效率和功率密度。

2 控制策略

功率转换系统 boost 变换器由交错开关信号控制, 交错开关信号有相同的频率和相位偏移。在连续状态下,由于电感等效电阻和开关导通关断时间的不同,导致 boost 变换器之间的电流可能不平衡^[9-10],本研究采用如图4所示的控制结构,确保总电流均匀地分配到每一相的 boost 变换器中。通过建立交错并联 boost 的状态空间方程,求得小信号模型和电压电流开环传递函数,设计合理的补偿环节,获得良好的稳态和动态性能。



以两相交错并联boost电路为分析对象,当交错并 联boost变流器工作在CCM状态时,只能工作在状态 $1\sim$ 状态4这4种等效子电路中,交错并联电路各等效 子电路如图5所示。以输入电容C两端电压V,流经 电感 L_1 电流 i_1 ,流经电感 L_2 电流 i_2 作为状态变量,以 光伏电池输入电压 i_{pv} ,交错并联boost电路的输出电 压V。为输入变量,建立空间状态方程。





图5 交错并联电路各等效子电路

变换器的各等效子电路的状态平均空间方程 为:

 $\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A}_{n}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{B}_{n}\boldsymbol{U} \tag{4}$

在 $d_n \cdot T_s$ 期间 $n = 1, 2, 3, 4_\circ$ 变换器的状态平均空间方程可写为:

$$\dot{X} = F(x, u, d) \tag{5}$$

式中: x 一状态变量, u 一输入变量, d 一占空比。 由公式(5)可得变换器的小信号模型为:

$$\dot{\hat{x}} = A'\hat{x} + B'\hat{u} + K\hat{d} \tag{6}$$

其中:

$$A' = \frac{\partial F}{\partial x}$$
, $B' = \frac{\partial F}{\partial u}$, $K = \frac{\partial F}{\partial d}$

在频域内,公式(6)可写为:

$$\hat{x}(s) = (sI - A')^{-1}B'\hat{u}(s) + (sI - A')^{-1}K\hat{d}(s)$$
(7)

由公式(7)可得电压开环传递函数为:

$$G_{\rm pvd}(s) = \frac{\hat{v}_{\rm pv}(s)}{\hat{d}(s)} = -\frac{V_o}{LCs^2 + r_L Cs + 1}$$
(8)

由公式(7)可得电流环开环传递函数为:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{L}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C \cdot V_{o} \cdot s}{LCs^{2} + r_{L}Cs + 1}$$
(9)

和电压环开环传递函数相比,电流环开环传递函 数存在一个系统零点,导致系统开环增益较小,系统 稳态性能较差。

未加补偿之前,电流开环传递函数为:

$$G_{io}(s) = H_i(s)F_m(s)G_{id}(s)$$
(10)

通过式(10)可得电流环系统伯德图如图6所示。



从图6可见系统存在一个零点,开环增益太小,会 使系统的瞬态性能和稳态精度较差。为此,需加补偿 环节,改善系统性能,补偿之后系统传递函数为:

$$G_i(s) = G_{io}(s) \cdot G_{ic}(s) \tag{11}$$

加入补偿后电流环系统伯德图如图7所示。

从图7可以看出,系统开环增益增大,在增益交越 频率处的斜率为-20 dB/dec,有65°的相位裕量,系统 瞬态性能和稳态精度得到改善。

式中: X 一状态向量, U 一输入向量。



3 电路仿真和实验结果

对两个和3个交错并联 boost 电路组成的功率变 换系统进行仿真分析,系统主要参数如表1所示。

表1 仿真和实验具体参

参数	数值	
光伏模块最大功率点电压/V	35.2	
光伏模块开路电压/V	44.2	
光伏模块最大功率点电流/A	4.95	
光伏模块短路电流/A	5.2	
boost电路电感值/µH	300	
开关频率/kHz	25	
输入电容/µF	100	

集中式结构下,电感电流、光伏模块输出电流和 输出功率波形图如图8、图9所示。



图9 3个boost电流稳态波形和功率寻优比较

两个boost变换器工作在交错并联状态的电流稳态波形图如图8所示。由于采用较小的电感值,每个变换器电感电流纹波较大 $\Delta I_1 \approx 3.5 \text{ A}$,而输入纹波电流 $\Delta I \approx 2 \text{ A}$,纹波减小了约43%,而且纹波频率增大

了一倍。

3个boost变换器工作在交错并联状态的电流稳态波形图如图9(a)所示,从图中可以看出,每个变换器电感电流纹波为 $\Delta I_1 \approx 3.2$ A,而输入电流纹波为 $\Delta I \approx 0.8$ A,纹波减小了75%,而且输入电流纹波频率是电感电流纹波频率的3倍。

单个、两个、3个boost变换器组成的功率转换系 统在相同的步长时各自寻优过程如图9(b)所示。从 图中可以看出,3个boost变换器交错并联组成的功率 转换系统的寻优速度最快,在暂态过程中的振荡小, 能量损失小,因此,采用交错并联boost电路不仅能够 提高最大功率点跟踪的速度,而且能够有效改善系统 暂态性能,减小能量损失,提高光伏模块利用效能。

由于实验室电流探头等实验设备有限,另外,两 个boost变换器组成的系统和3个boost变换器组成的 系统分析思路基本一致,下面对两个boost变换器组 成的系统进行了实验验证。采用电压源串联电阻来 模拟光伏模块,两个开关管的开关信号如图10(a)所 示,开关管占空比为0.56,两个开关信号有180°的偏 移。两个boost变换器的电感电流如图10(b)所示,从 图中可以看出,总电流基本均匀地流过两个boost变 换器。



单个boost电路的输入电流波形如图11(a)所示, 两个boost交错并联的输入电流波形如图11(b)所示, 比较图11(a)、11(b)可以看出,采用两个boost交错并 联,电源输入电流纹波大幅减小,纹波频率提高一倍, 其中电流波形刻度为1 A/div。



4 结束语

本研究利用基于交错并联boost电路的集中式光 伏发电结构,有效地减小了光伏模块的输出电流纹波 和开关管的电流应力,提高了系统的稳定性和可靠 性,而且系统动态性能得到很好的改善,最大寻优速 度加快,在寻优过程中造成的能量损失减小。同时, 系统在最大功率点处扰动减小,因扰动造成的能量损 耗降低,在一定程度上提高了光伏模块的利用效率。 本研究对风能、燃料电池等可再生能源的应用具有借 鉴作用。

参考文献(References):

- [1] MIWA B A, OTTEN D M, SCHLECHT M E. High Efficiency Power Factor Correction using Interleaving Techniques
 [C]//IEEE APEC'92. Boston:[s.n.], 1992:557-568.
- XU Hai-ping, QIAO E, GUO Xin, et al. Analysis and Design of High Power Interleaved Boost Converters for Fuel Cell Distributed Generation System [C]//IEEE 36th PESC' 05. Recife:[s.n.], 2005:140-145.
- [3] 何海洋,姚 刚,邓 焰,等. 一种三电平交错并联boost变 换器[J]. 电工技术学报,2006,21(6):23-28,34.
- [4] MAO Hong, JABER A Q, LUO Shi-guo, et al. Zero-voltage-switching half-bridge DC-DC converter with modified

PWM control method [J]. **IEEE Transactions on PE**, 2004, 19(4):947–958.

- [5] SHIN H B, JANG E S, PARK J G, et al. Small- signal analysis of multiphase interleaved boost converter with couple inductors[J]. Electric Power Applications, 2005, 152(5): 1161-1170.
- [6] WALKER G R, SERNIA P C. Cascaded DC-DC converter connection of Photovoltaic Modules [J]. IEEE Transactions on PE, 2004, 19(4):1130–1139.
- [7] 奚轶芳,钱照明,杨水涛,等.光伏发电系统交错并联boost 的研究[J]. 机电工程,2008,25(10):49-51,62.
- [8] KJAER S B, PEDERSEN J K, BLAABJERG F. A review of single-phase grid connected inverters for photovoltaic modules [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005,41(5):1292-1306.
- [9] LICCARDO F, MARINO P, TORRE G, et al. Interleaved dc-dc converters for photovoltaic modules [C]// ICCEP'07. International Conference on Clean Electrical Power. Copri: [s.n.],2007:201-207.
- [10] HU Bo-yang, SATHIAKUMAR S. Interleaving technique of series connected module-integrated converters for PV systems: Novel approach and system analysis [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou:[s. n.],2012:1785-1790.

[编辑:李 辉]

(上接第980页)

通过控制器反馈数据可以测出电机的加速度及 速度变化情况。速度变化过程稳定,加速度变化迅速,加速度能在 0.08 s 内达到到 14 m/s²。

4 结束语

本研究主要介绍了U型无铁芯永磁直线电机的设 计,通过采用理论和有限元分析相结合的方法,成功 地研制了一台实验样机,并对样机的反电动势、定位 精度和加速性能进行了实验研究,所得实验结果和仿 真结果基本吻合,整个电机的制造在理论分析之后, 保证了样机的成功率。样机的成功研制验证了所提 出设计方法的合理性,对U型无铁芯永磁直线电机设 计有很好的指导意义。

参考文献(References):

- [1] 张晓峰,王太勇.大行程超精密工作台关键技术研究 [D].天津:天津大学机械工程学院,2008.
- [2] 唐勇斌.无铁芯永磁直线同步电机的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院,2009.

- [3] 刘 晓,叶云岳. 空心式永磁直线伺服电机及其驱动控制 系统研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2008.
- [4] KANG G H, HONG J P, KIM G T. Design and analysis of air core yupe permanent magnet linear brushless motor by using equivalent magnetizing current [C]. Industry Application Conference, 2000:29–35.
- [5] KANG G H, HONG J P, KIM G T. A novel design of an air-core type permanent magnet linear brushless motor by space harmonics field analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(5): 3732-3736.
- [6] 李义强,周惠兴.精密伺服用无铁芯永磁同步直线电动机 研究综述[J].微电机,2008,41(5):71-76.
- [7] 赵 博,张洪亮. ANSOFT1在工程电磁场中的应用[M]. 北京:中国水利水电出版社,2010.
- [8] 孙 鹏,周惠兴. U型无铁芯永磁同步直线电机气隙磁场 有限元分析及实验研究[J]. 微电机,2009,48(8):9-12.
- [9] 胡耀斌,佘明亮,陈艾华. 直线电机驱动关键技术问题及 其解决对策[J]. 机电工程,2007,24(1):68-70.
- [10] 王全宾,肖文生,周小希,等. 低速大推力直线电机样机的 研制[J]. 机电工程,2010,27(1):54-58.

[编辑:洪炜娜]