

适用于光伏发电的多相并联 Boost 变换器 相数调整电流的研究

严骏华,牟龙华,朱国锋

(同济大学 电气工程系,上海 201804)

摘要: 当光伏发电系统的直流变换环节采用多相并联拓扑结构时,存在光伏电池输出电压变化导致并联系统的相数调整电流发生偏移,系统运行效率降低的问题,为此提出一种基于变换器效率模型的相数调整电流修正算法。以 Boost 变换器为例,建立 Boost 变换器的效率模型,推导出系统整体效率优化的相数调整电流;分析输入电压变化对相数调整电流的影响;根据效率模型的模型参数,给出针对输入电压变化的相数调整电流修正算法,并分析了修正算法的误差来源及其影响程度。仿真和实验结果表明,与不考虑光伏电压变化的相数调整策略相比,采用修正算法的相数调整策略可以有效提高并联系统运行效率。

关键词: 多相并联变换器;效率模型;光伏电池;相数调整电流

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.10.011

0 引言

光伏电池的输出特性受温度和光照强度的影响,昼夜和季节变换、云层的不可预测移动都会改变光伏电池的输出特性,使其最大功率输出点发生变化^[1-2]。传统的 DC/DC 变换器通常是按照额定运行状态设计的,在额定功率点附近效率较高,但在轻载和重载时效率大幅降低^[3]。光伏电池输出功率的变化降低了变换器的整体效率。

基于多相并联拓扑的 DC/DC 变换器通过调整工作模块数能够提高变换器在不同功率等级下的整体运行效率^[4],进而解决光伏电池输出功率变化造成的效率降低的问题,同时并联拓扑具有结构简单、元件应力低等优点。本文中,相数调整是指改变多相变换器工作模块数,由于每个模块都是变换器的一相,故简称为相数调整。调整相数时对应的系统输入电流为相数调整电流,是实现并联系统效率优化的重要依据。

目前多相并联变换器效率优化的主要方法是根据效率模型求得相数调整电流,通过比较实际系统输入电流和相数调整电流的大小,确定实际系统的工作模块数,使得调整相数后的系统效率提高。文献[5-6]分析了多相变换器各子模块的效率模型,提出子模块效率优化的相数调整电流确定方法;文献[7]分析了变换器工作相数对变换器整体效率的影响,给出了变换器整体效率优化的相数调整电流计算方法;文献[8]采用自适应算法求解出各相参数

不对称情况下变换器整体效率优化的相数调整电流;文献[9]利用博弈论的数学方法比较了各种效率优化策略,给出不同策略的适用条件及其相数调整电流算式。上述文献在分析变换器的相数调整电流时,认为系统输入电压固定不变,没有考虑输入电压的变化对相数调整电流的影响。而实际上,光伏电池的电压在最大功率点跟踪过程中不断变化^[10],使得相数调整电流偏移,系统按照既定的相数调整电流调整工作相数会造成变换器整体效率降低。为此,文献[11]提出了一种基于查表法的多相变换器相数调整电流修正算法,但查表法得到的相数调整电流误差较大,且表占用系统大量的存储空间。

本文以 Boost 变换器并联系统为研究对象,对提高光伏并联系统运行效率的相数调整电流修正算法进行研究。考虑各相电路参数相同的情况,根据 Boost 变换器的效率模型推导出并联系统整体效率优化的相数调整电流,分析光伏电压对相数调整电流的影响,给出了针对光伏电压变化的相数调整电流修正算法。与传统的相数调整技术相比,本文算法提高了并联系统的整体效率,大幅提升多相并联变换器相数调整技术在光伏发电中的实用性。

1 Boost 变换器的效率模型

图 1 是适用于光伏发电的多相并联变换器。图中, m 为多相变换器工作模块数; U_{pv} 和 I_{pv} 分别为光伏电池的输出电压和电流; $I_{inx}(x=1,2,\cdots,m)$ 为第 x 模块的输入电流; d_x 为第 x 模块的占空比。光伏电池通过并联的功率变换器将能量储存到蓄电池中,其中变换器每相的电流 I_{inx} 是相同的,实现功率的平均分配。控制器根据光伏电池的输出电流 I_{pv} 的大小改变功率变换器的模块数,使系统保持较高的运行

收稿日期:2015-08-27;修回日期:2016-08-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51407128);浙江省科技计划项目(2013C01063)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51407128) and the Science and Technology Support Program of Zhejiang Province(2013C01063)

效率。

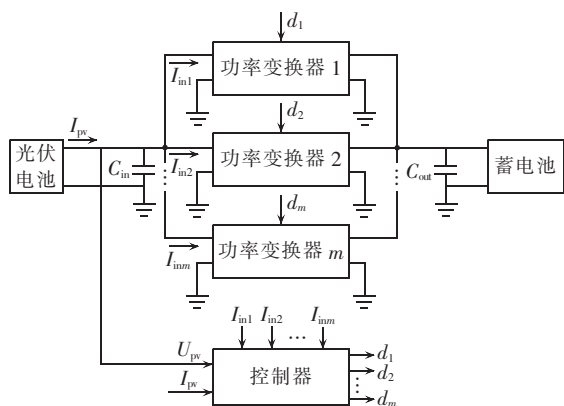


图 1 适用于光伏发电的多相并联变换器

Fig.1 Multiphase converter for PV application

本文采用 Boost 变换器作为多相并联系统的功率变换器,Boost 变换器输入端接光伏电池,输出端接蓄电池,图 2(a)是 Boost 变换器拓扑结构图,图 2(b)是考虑其元件损耗特性的等效结构图。

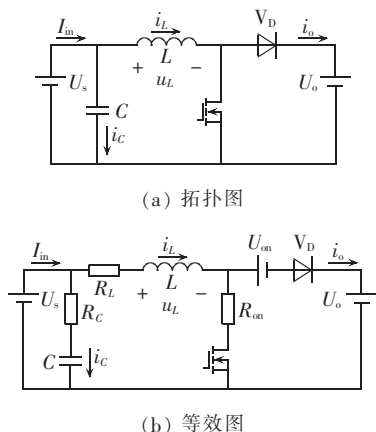


图 2 Boost 变换器结构图

Fig.2 Topology of Boost converter

图中, L 为储能电感; C 为输入电容; V_D 为二极管; U_s 为光伏电池电压; U_o 为蓄电池电压; I_{in} 为系统输入电流; R_{on} 为功率器件导通电阻; U_{on} 为二极管导通压降; R_L 为电感等效电阻; i_L 为电感电流; u_L 为电感电压; R_C 为电容等效串联电阻; i_C 为电容电流; i_o 为输出电流。变换器的效率为:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_c + P_s + P_{out}} \quad (1)$$

其中, P_{out} 为输出功率; P_c 为导通损耗(包括变换器工作中的压降损耗和各类电阻上的损耗); P_s 为功率器件的开关损耗。

变换器输出功率 P_{out} 用电感平均电流 I_L 表示为:

$$P_{out} = (1-d)U_o I_L \quad (2)$$

其中, d 为开关导通占空比。

功率器件的开关损耗 P_s 可描述为^[12-15]:

$$P_s = \frac{(U_o + U_{on})I_{m1}t_{cross(on)}f}{2} + \frac{(U_o + U_{on})I_{m2}t_{cross(off)}f}{2} \quad (3)$$

其中, f 为开关频率; I_{m1} 、 I_{m2} 分别为开通、关断时的最大工作电流; $t_{cross(on)}$ 、 $t_{cross(off)}$ 分别为开关管开通和关断过程中电压电流交越时间。

根据 Boost 变换器的电路运行特性计算可得功率器件的开关损耗为:

$$P_s = \frac{(U_o + U_{on})I_L f T_{s1}}{2} + (U_o + U_{on}) \times \frac{[U_s - I_L(R_L + R_{on})]d}{4L} T_{s2} \quad (4)$$

其中, $T_{s1} = t_{cross(off)} + t_{cross(on)}$; $T_{s2} = t_{cross(off)} - t_{cross(on)}$ 。

导通损耗 P_c 由二极管压降损耗 $I_L(1-d)U_{on}$ 、电感等效损耗 $I_L^2 R_L$ 、功率器件的通态损耗 $dI_L^2 R_{on}$ 和电容等效损耗 $(I_{in} - I_L)^2 R_C$ 组成,即:

$$P_c = I_L(1-d)U_{on} + dI_L^2 R_{on} + I_L^2 R_L + (I_{in} - I_L)^2 R_C \quad (5)$$

稳态情况下,系统输入电流 I_{in} 与电感平均电流 I_L 相等,即:

$$I_{in} = I_L \quad (6)$$

将式(2)~(6)代入式(1)可得 Boost 变换器的效率模型为:

$$\eta = \frac{U_o I_{in}}{\alpha I_{in}^2 + \beta I_{in} + \gamma} \quad (7)$$

其中,模型系数 α 、 β 、 γ 分别如式(8)~(10)所示。

$$\alpha = \frac{R_L + dR_{on}}{1-d} \quad (8)$$

$$\beta = U_{on} + U_o + \frac{(U_o + U_{on})fT_{s1}}{2(1-d)} - \frac{(U_o + U_{on})(R_L + R_{on})dT_{s2}}{4L(1-d)} \quad (9)$$

$$\gamma = \frac{(U_o + U_{on})U_s dT_{s2}}{4L(1-d)} \quad (10)$$

系统实际运行时,若不考虑输入电压 U_s 的变化,可以通过测量变换器的 3 组电流-效率点(I_1, η_1)、(I_2, η_2)、(I_3, η_3),由式(11)进行计算,得到模型系数 α 、 β 、 γ ^[16]:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{U_o \left[\left(\frac{I_1}{\eta_1} - \frac{I_2}{\eta_2} \right) (I_2 - I_3) - \left(\frac{I_2}{\eta_2} - \frac{I_3}{\eta_3} \right) (I_1 - I_2) \right]}{(I_1^2 - I_2^2)(I_2 - I_3) - (I_2^2 - I_3^2)(I_1 - I_2)} \\ \beta = \frac{U_o \left(\frac{I_1}{\eta_1} - \frac{I_2}{\eta_2} \right) - \alpha(I_1^2 - I_2^2)}{I_1 - I_2} \\ \gamma = \frac{U_o I_1}{\eta_1} - \alpha I_1^2 - \beta I_1 \end{cases} \quad (11)$$

在实际光伏发电系统中,由于输入电压 U_s 变化导致模型系数变化,需要根据 U_s 修正模型系数,提高效率模型的准确性。

2 基于效率模型的相数调整电流

由式(8)~(10)可知,模型系数 α 、 β 、 γ 是变换器运行参数(输入电压、输出电压)和元件特性参数

的函数, 当变换器运行参数和元件参数不变时, 变换器效率只与输入电流有关。

对于 Boost 变换器, 效率-输出电流函数对系统输入电流 I_{in} 求一阶偏导, 可得:

$$\frac{\partial \eta}{\partial I_{in}} = \frac{U_o(\gamma - \alpha I_{in}^2)}{(\alpha I_{in}^2 + \beta I_{in} + \gamma)^2} \quad (12)$$

由式(12)可知, 当输入电流 $I_{in} < \sqrt{\gamma/\alpha}$ 时, 效率 η 随电流 I_{in} 单调递增; 当 $I_{in} > \sqrt{\gamma/\alpha}$ 时, 效率 η 随电流 I_{in} 单调递减; 当 $I_{in} = \sqrt{\gamma/\alpha}$ 时, 效率 η 为最大值。将 $I_{in} = \sqrt{\gamma/\alpha}$ 代入式(7)得 Boost 变换器的最大效率为:

$$\eta_{max} = \frac{U_o}{\beta + 2\sqrt{\alpha\gamma}} \quad (13)$$

根据式(7)、(12)、(13)可得 Boost 变换器的预期效率-电流曲线, 如图 3 所示。

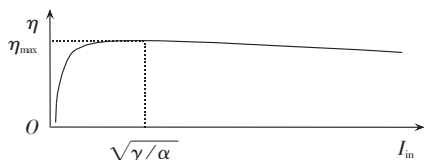


图 3 Boost 变换器的预期效率-电流曲线

Fig.3 Curve of expected efficiency vs. current of Boost converter

由图 3 可知, 轻载时变换器效率随着输入电流的增大而增大, 重载时效率随着输入电流的增大而减小, 变换器存在效率的最大值。光伏发电系统实际运行时受环境影响, 光伏电池有很长的时间工作在轻载状态, 光伏发电系统的整体效率降低。

多相并联变换器可以通过调整并联电路相数来提高发电系统的整体运行效率, 其结构如图 1 所示。假设各并联模块元件电路参数是相同的, 则整个变换器的效率和其中每一相的效率是相同的。由于采取均流控制, m 相变换器的相输入电流 $I_{inx}(x=1, 2, \dots, m)$ 为系统电流 I_{in} 的 $1/m$, 即:

$$I_{inx} = \frac{I_{in}}{m} \quad m=1, 2, \dots; x=1, 2, \dots, m \quad (14)$$

则 m 相并联 Boost 变换器的效率模型为:

$$\eta\left(\frac{I_{in}}{m}\right) = \frac{mU_o I_{in}}{\alpha I_{in}^2 + m\beta I_{in} + m^2\gamma} \quad m=1, 2, \dots \quad (15)$$

比较式(15)和(7)可知, 单相 Boost 变换器和多相 Boost 变换器拥有相同变化趋势的效率-电流曲线, 采取与单相 Boost 变换器相同的分析方法, 可得 m 相 Boost 变换器最大效率为:

$$(\eta_{max})_m = \frac{U_o}{\beta + 2\sqrt{\alpha\gamma}} \quad (16)$$

其对应的输入电流为:

$$I_{in} = m\sqrt{\gamma/\alpha} \quad (17)$$

根据上述分析和式(15)~(17)可得到多相并联 Boost 变换器的预期效率-电流曲线, 如图 4 所示。

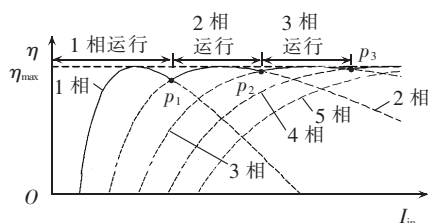


图 4 多相并联 Boost 变换器的预期效率-电流曲线

Fig.4 Curve of expected efficiency vs. current of multiphase parallel Boost converter

图 4 中, 实线和虚线曲线分别是 1 相和 2 相、3 相、4 相、5 相变换器的预期效率-电流曲线, $p_{m-1}(m=2, 3, 4)$ 是 $m-1$ 相效率曲线和 m 相效率曲线的交点。由图 4 可知, 如果多相并联变换器在 $m-1$ 相效率曲线和 m 相效率曲线的交点电流处调整工作相数, 系统效率将得到提高。相比采取固定相数运行的变换器, 调整相数后的变换器在轻载和重载处有更高的效率。图中实线曲线是多相并联变换器在上述效率曲线交点调整相数的预期效率曲线, p_1, p_2, p_3 点的电流是相数调整电流。

由图 4 可知, 当输出电流小于 p_1 点电流, 变换器 1 相运行效率最高; 当电流介于 p_1 和 p_2 之间, 变换器 2 相运行效率最高。依此类推, 得效率优化模型为:

$$\eta = \begin{cases} \eta\left(\frac{I_{in}}{1}\right) & 0 < I_{in} \leq I_1 \\ \eta\left(\frac{I_{in}}{2}\right) & I_1 < I_{in} \leq I_2 \\ \vdots & \\ \eta\left(\frac{I_{in}}{m}\right) & I_{m-1} < I_{in} \leq I_m; m=3, 4, \dots \end{cases} \quad (18)$$

其中, I_m 为效率曲线交点 p_m 对应的相数调整电流。

在效率曲线交点处, $m-1$ 相和 m 相变换器效率相同, 即有:

$$\eta\left(\frac{I_{in}}{m-1}\right) = \eta\left(\frac{I_{in}}{m}\right) \quad m=2, 3, \dots \quad (19)$$

由式(19)可求得相数调整电流 I_m , 则有:

$$I_m = \sqrt{\frac{\gamma(m-1)m}{\alpha}} \quad m=2, 3, \dots \quad (20)$$

式(18)、(20)即是多相并联 Boost 变换器效率优化模型。

3 相数调整电流修正算法

3.1 相数调整电流修正

光伏电池的最大功率点输出电压受工作温度和光照强度的影响经常发生变化, 且变化范围较大^[9]。考虑到特定情况下需要限制光伏阵列输出功率等要求, 进一步拓宽了光伏阵列输出电压变化范围。

输入电压对效率模型的影响体现在模型系数。多相并联变换器的相数调整电流由模型系数 α 、 γ 确定,而 α 、 γ 都与输入电压相关,将导致相数调整电流随电压变化。为了降低输入电压的变化对相数调整电流的影响,需要根据当前输入电压修正变换器效率模型系数。

稳态时,根据电感伏秒平衡可得占空比为:

$$d = \frac{U_o - U_s + R_L I_L + U_{on}}{U_o + U_{on} - R_{on} I_L} \quad (21)$$

考虑到 R_L 、 R_{on} 的值很小,忽略其压降,可得近似的占空比为:

$$d = \frac{U_o - U_s + U_{on}}{U_o + U_{on}} \quad (22)$$

将式(22)代入式(8)、(10)得:

$$\alpha = \frac{(U_o + U_{on})R_L + (U_o - U_s + U_{on})R_{on}}{U_s} \quad (23)$$

$$\gamma = \frac{(U_o + U_{on})(U_o - U_s + U_{on})T_{s2}}{4L} \quad (24)$$

假设未修正时,变换器效率模型的初始模型系数为 α_0 、 β_0 、 γ_0 ,对应的电压为 U_{s0} 。将 U_{s0} 、 α_0 、 β_0 、 γ_0 代入式(23)、(24),化简得到 α 与 α_0 、 U_s 、 U_{s0} 、 γ 与 γ_0 、 U_s 、 U_{s0} 的数学表达式为:

$$\alpha = \left(\frac{U_{s0} - U_s}{U_s} \right) R_{on} + \alpha_0 \frac{U_{s0}}{U_s} \quad (25)$$

$$\gamma = \frac{U_o + U_{on} - U_s}{U_o + U_{on} - U_{s0}} \gamma_0 \quad (26)$$

式(25)、(26)中, R_{on} 、 U_{on} 是未知的,可用器件参考手册上的典型值 R_{ontyp} 、 U_{ontyp} 替代,并写成矩阵的形式,则 α 、 γ 修正为:

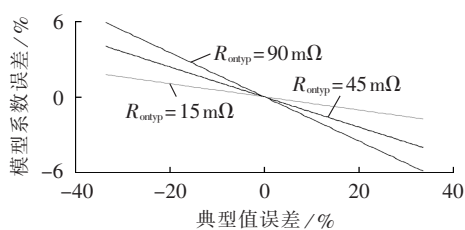
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \gamma \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \gamma_0 \end{bmatrix} + B \quad (27)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{U_{s0}}{U_s} & 0 \\ 0 & \frac{U_o + U_{ontyp} - U_s}{U_o + U_{ontyp} - U_{s0}} \end{bmatrix} \quad (28)$$

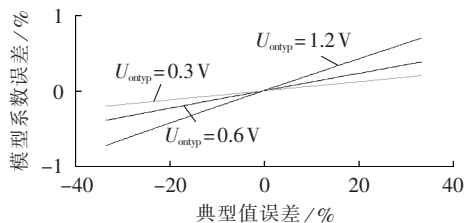
$$B = \begin{bmatrix} \frac{U_{s0} - U_s}{U_s} R_{ontyp} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

在系统实际运行时,器件参数不等于其典型值,近似得到的模型系数与实际模型系数之间存在一定的误差。分析一个典型的适用于光伏发电的 Boost 变换器,其电路参数: $U_{s0} = 32 \text{ V}$ 、 $U_o = 48 \text{ V}$ 、 $R_L = 0.02 \Omega$ 、 $d = 0.333$ 、 $U_s = 38 \text{ V}$ 。将参数代入式(27)——(29),计算得到不同程度的典型值误差引起的模型系数误差,如图 5 所示。

由图 5 可知典型值 R_{ontyp} 、 U_{ontyp} 越小,造成的模型系数估算误差越小,按式(27)得到的模型系数修正结果越准确。在实际电路设计中应选用 R_{on} 较小的



(a) 模型系数 α 误差和 R_{on} 典型值误差关系



(b) 模型系数 γ 误差和 U_{on} 典型值误差关系

图 5 模型系数和典型值误差

Fig.5 Errors of model parameters and typical values

开关管和 U_{on} 较小的二极管,提高模型修正的准确性。将修正后的模型系数 α 、 γ 代入式(20)获得多相并联变换器根据输入电压修正的相数调整电流。

3.2 系统算法

根据上述分析,系统在获取模型系数的基础上根据实时输入电压对模型系数进行修正,获得系统效率优化的相数调整电流并确定运行模块数。图 6 为并联系统控制策略图。系统首先保持输入电压不变,采集首路变换器 3 组输入输出电流 I_{in1-x} 、 I_{ol1-x} ($x = 1, 2, 3$),光伏电池电压 U_{s0} 和蓄电池电压 U_o ,计算输入功率和输出功率,得到效率值,通过式(11)获取该支路模型系数 α_0 、 β_0 、 γ_0 ,确定效率模型;系统运行时,根据实时的输入电压由式(27)修正模型系数 α_0 、 β_0 、 γ_0 为 α 、 β 、 γ ,再由式(20)确定相数调整电流 I_m ;最后将光伏输出电流和系统 $m-1$ 相、 m 相对应的相数调整电流进行比较,当满足 $I_{m-1} < I_{in} < I_m$ 时,确定系统工作模块数 m 。

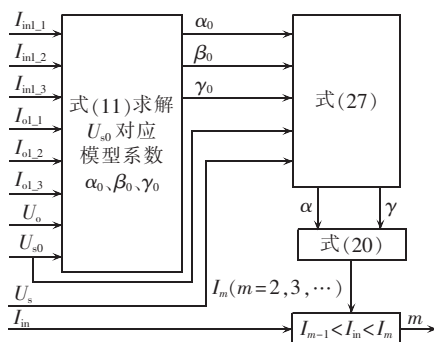


图 6 系统相数调整策略图

Fig.6 Phase shedding strategy of parallel system

4 仿真与实验

仿真验证采用 4 个参数相同模块构成的 Boost

并联系统,将采取未修正相数调整电流的相数调整策略下的系统运行效率与采取修正相数调整电流的相数调整策略下的结果进行对比,以验证文中提出的相数调整电流修正算法对并联系统效率的提高作用。

在 PSIM 中搭建光伏多相并联 Boost 变换器,简化的仿真模型如图 7 所示,其中 Boost 变换器采用的是如图 2(b)所示的 Boost 变换器等效电路,每相的电路参数相同,采用均流控制使各相电流始终相同。Boost 变换器的设计关键参数如下:模块变换功率 190 W,输出电压 48 V,输入电压 26~38 V,开关频率 300 kHz,电感 10 μ H,输出滤波电容 47 μ F,电感等效电阻 0.8 Ω ,电容等效电阻 0.01 Ω ,开通交越时间 30 ns,关断交越时间 50 ns,二极管前向电压 0.5 V, MOSFET 内阻 0.045 Ω 。

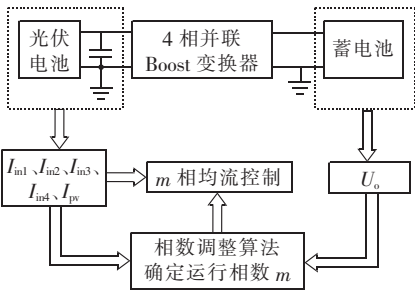


图 7 采取相数调整策略的多相并联 Boost 变换器仿真模型

Fig.7 Simulation model of multiphase parallel Boost converter applying phase shedding strategy

改变光伏电池的光照强度和温度参数,使最大功率点电压在 26~38 V 之间变化,变换器采用最大功率点跟踪控制,使输入电压 U_s 跟踪最大功率点电压。根据图 6 所示的控制算法分别获得未修正的和修正的模型系数和相数调整电流,并与仿真模型测得的相数调整电流进行比较,如表 1 所示。

表 1 变换器效率模型的模型系数和相数调整电流
Table 1 Efficiency model parameters and phase shedding currents

情况	U_s/V	α	γ	2 相调整 电流/A	3 相调整 电流/A	4 相调整 电流/A
未修正	26~38	1.2375	0.4001	0.80	1.39	1.97
	26	1.5313	0.5456	0.84	1.46	2.07
	32	1.2375	0.4001	0.80	1.39	1.97
修正	38	1.0335	0.2546	0.70	1.22	1.72
	26	—	—	0.86	1.47	2.06
仿真 测量	32	—	—	0.81	1.40	1.98
	38	—	—	0.71	1.23	1.70

由表 1 可知,未进行参数修正的变换器相数调整电流与输入电压无关,在整个最大功率点跟踪过程中始终保持恒定值。修正后的模型系数和相数调整电流随输入电压变化而变化,更接近于仿真模型的相数调整电流,两者之间误差极小。

保持输入电压为 38 V 时,输入电流逐渐增大,变换器在相数调整电流处的调整相数过程如图 8 所示。由图 8 可知,刚开始时系统输入电流非常小,只有第 1 相变换器处于工作状态,承担所有输入电流;随着输入电流的增大,变换器调整投入运行的相数,分别完成 2 相、3 相、4 相的相数调整,并实现相数调整后的各相电流 $I_{mx}(x=1,2,3,4)$ 均流。表 2 是相数调整前后变换器的效率变化。

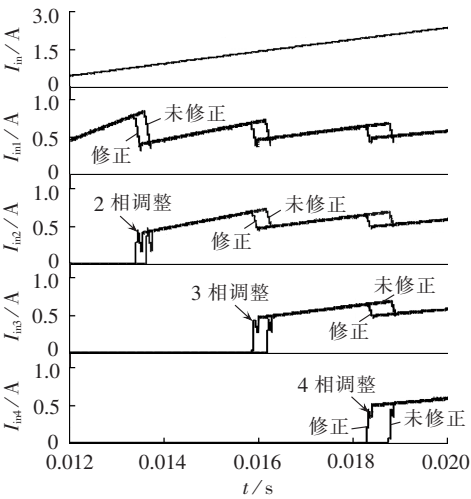


图 8 调整相数的过程

Fig.8 Process of phase shedding

表 2 变换器未修正和修正相数调整电流的效率变化
Table 2 Efficiency of converters, with and without phase shedding current modification

相数调整	$\Delta\eta/\%$	
	未修正	修正
2 相调整	0.91	0.11
3 相调整	0.45	0.06
4 相调整	0.33	0.01

由式(19)可知,在理想优化效率的相数调整点,相数调整前后变换器效率相同。对于非理想情况相数调整,相数调整前后效率变化越小,说明实际相数调整电流越接近理想相数调整电流,效率提高越多。由表 2 可知,采取修正相数调整电流的变换器相数调整前后效率变化与未修正情况相比显著减小,证明修正后的相数调整电流更接近理想相数调整电流,提高了变换器相数调整运行的整体效率。

变换器的实际运行参数与仿真设计参数典型值之间存在误差,且实际线路中存在线路杂散电阻,需要进一步通过搭建实验样机验证相数调整电流修正算法对并联系统效率的提高作用。

搭建 4 相 Boost 变换器实验样机,测试光伏电池电压变化情况下,相数调整电流修正对变换器效率的影响。系统参数与仿真设计参数一致,各相元件参数应尽量相同,不考虑蓄电池电压的变化,忽略控

制器、辅助电源和驱动器的损耗。其测量步骤为:首先在光伏电池电压为 32 V 时采集 3 组电流-效率点(I_1, η_1)、(I_2, η_2)、(I_3, η_3), 计算得到初始模型系数和相数调整电流;接着将光伏电池电压调整为 38 V, 当光照强度逐渐增大, 使得光伏电池输出电流从 0.5 A 增加到 4 A, 变换器分别根据未修正和修正相数调整电流完成调整相数过程;以电流变化 0.1 A 为步长, 测量各点电流所对应的输入、输出功率, 并计算其效率。绘制多相并联变换器效率-电流曲线, 如图 9 所示。

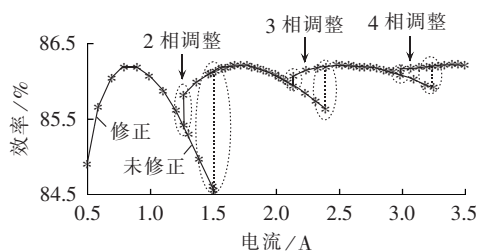


图 9 修正和未修正相数调整电流的多相变换器效率比较

Fig.9 Comparison of efficiency between multiphase converters, with and without phase shedding current modification

由图 9 可知:在 2 相调整过程中,采取修正电流的多相并联变换器与未修正电流的情况相比效率提升了 0.37%~1.62%;在 3 相调整过程中,效率提升了 0.15%~0.53%;在 4 相调整过程中,效率提升了 0.09%~0.35%。当输入电压相同时,采取修正相数调整电流的多相并联变换器整体效率与未修正的情况相比显著提升。

综上,基于光伏电池电压进行相数调整电流修正的相数调整策略可以有效减小系统相数调整阶段的效率损失,提高多相变换器在整个功率范围内的运行效率。

5 结论

为提高采取相数调整策略的光伏并联变换器整体运行效率,本文以 Boost 变换器为例,建立了变换器的效率模型,推导了基于效率模型的相数调整电流,研究了光伏电池电压变化对相数调整电流的影响,并给出了修正方法。得到的主要结论是:

a. 在各相效率曲线交点确定的相数调整电流处调整工作相数可以提高并联系统的整体运行效率;

b. 输入电压变化给相数调整电流的预测带来误差,造成调整相数前后效率损失;

c. 当系统输入电压发生变化时,应对效率模型的模型系数进行修正,提高相数调整电流预测的准确性,减小相数调整阶段的效率损失,提高系统的整体运行效率。

参考文献:

- [1] 乔兴宏,吴必军,邓赞高,等. 模糊/PID 双模控制在光伏发电 MPPT 中应用[J]. 电力自动化设备,2008,28(10):92-95.
- [2] QIAO Xinghong, WU Bijun, DENG Zangao, et al. MPPT of photovoltaic generation system using fuzzy/PID control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(10):92-95.
- [3] 唐磊,曾成碧,徐伟,等. 一种新颖的光伏自适应变步长最大功率点跟踪算法[J]. 电力自动化设备,2013,33(11):128-133.
- [4] TANG Lei, ZENG Chengbi, XU Wei, et al. Variable-step adaptive MPPT algorithm for photovoltaic system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(11):128-133.
- [5] ZUMEL P, FERNANDEZ C, DE CASTRO A, et al. Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases[C]//Power Electronics Specialists Conference (PESC). Jeju, South Korea: IEEE, 2006:1-6.
- [6] EFFLER S, HALTON M, MOONEY J, et al. Scalable digital power controller with phase alignment and frequency synchronization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2014, 61(4):1289-1297.
- [7] BARTAL P, HAMAR J, NAGY I. Parallel DC/DC converters with multi-agent based multi-objective optimization for consumer electronics[C]//International Conference on Consumer Electronics-Berlin (ICCE-Berlin). Berlin, Germany: IEEE, 2011:276-280.
- [8] BARTAL P, HAMAR J, NAGY I. Efficiency improvement in modular DC/DC converters using unequal current sharing[C]//International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). Sorrento, Italy: IEEE, 2012:275-280.
- [9] DUPONT F H, ZARAGOZA J, RECH C, et al. A new method to improve the total efficiency of parallel converters[C]//Power Electronics Conference (COBEP). Gramado, Brazilian: IEEE, 2013:210-215.
- [10] CHEUNG C, QIU W, HOUSTON J, et al. Design considerations of auto phase number control in multiphase voltage regulators[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Orlando, USA: IEEE, 2012:1253-1257.
- [11] BARTAL P, NAGY I. Game theoretic approach for achieving optimum overall efficiency in DC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7):3202-3209.
- [12] 栗秋华,周林,刘强,等. 光伏并网发电系统最大功率跟踪新算法及其仿真[J]. 电力自动化设备,2008,28(7):21-25.
- [13] LI Qiu-hua, ZHOU Lin, LIU Qiang, et al. Simulative research of MPPT for photovoltaic power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(7):21-25.
- [14] BERSATEGI A, PARAGUA C, ESTIBALS B, et al. An adaptive control developed for multi-phase converters based on look-up tables and applied to photovoltaic conversion systems[C]//IECON Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, Canada: IEEE, 2012:904-909.
- [15] 苏开才,毛宗源. 现代功率电子技术[M]. 北京:国防工业出版社,1995:132.
- [16] 蔡宣三,龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京:中国水利水电出版社,2009:85.
- [17] 陈川瑞,牟龙华,朱国锋. 基于交错反激光伏微逆的无功与谐波

补偿[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):51-57.

CHEN Chuanrui, MU Longhua, ZHU Guofeng. Reactive and harmonic compensation based on interleaved flyback type photovoltaic microinverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 51-57.

[15] 易灵芝, 何东, 王书颖, 等. 面向直流楼宇供电技术的新型多输入 Buck-Boost 变换器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(5): 86-92.

YI Lingzhi, HE Dong, WANG Shuhao, et al. Multi-input Buck-Boost converter for DC building power supply[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(5): 86-92.

[16] 孙晋坤, 刘庆丰, 冷朝霞, 等. 基于效率模型的 DC-DC 变换器并联系统电流分配策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 10-18.

SUN Jinkun, LIU Qingfeng, LENG Zhaoxia, et al. A current distribution strategy for parallel DC-DC converters based on the

efficiency model[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 10-18.

作者简介:



严骏华

严骏华(1990—),男,上海人,硕士研究生,研究方向为多功能光伏微型逆变器(E-mail: 1333659@tongji.edu.cn);

牟龙华(1963—),男,江苏无锡人,教授,博士,研究方向为电力系统继电保护、分布式发电与微电网、电能质量(E-mail: lhmu@tongji.edu.cn);

朱国锋(1987—),男,江苏扬州人,博士研究生,研究方向为智能电网的电能质量评估(E-mail: justaway@163.com)。

Research on phase shedding current of multiphase parallel Boost converter for PV system

YAN Junhua, MU Longhua, ZHU Guofeng

(Department of Electrical Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: When the DC conversion section of PV system adopts the multiphase parallel structure, the output voltage variation of PV battery may cause the efficiency decrease of parallel system due to the phase shedding current shift, aiming at which, a phase shedding current modification algorithm is proposed based on the efficiency model of converter. With multiphase Boost converter as an example, its efficiency model is built and its phase shedding current for optimizing the overall efficiency of system is deduced. The effect of input voltage variation on the phase shedding current is analyzed. A phase shedding current modification algorithm based on the parameters of efficiency model is proposed, and its error sources, as well as the corresponding influencing levels, are analyzed. The simulative and experimental results prove that, compared with the phase shedding strategy without the consideration of PV input voltage variation, the proposed algorithm improves the operational efficiency of parallel system.

Key words: multiphase parallel converter; efficiency model; photovoltaic cells; phase shedding current

(上接第 70 页 continued from page 70)

Dual-loop control with input voltage feedforward for dual-switch Buck-Boost converter

YAN Xiangwu¹, WANG Yang², GE Xiaofeng², ZHANG Bo¹

(1. State Key Laboratory of New Energy Power System, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;

2. Zhangjiakou Wind and Solar Power Energy Demonstration Station Co., Ltd., State Grid Xin Yuan Company, Zhangjiakou 075000, China)

Abstract: A strategy of two-mode average current control combined with input voltage feedforward is proposed for the wide input-range dual-switch Buck-Boost converter to suppress the big fluctuation of its inductive current and output voltage during the mode switching and when the input voltage fluctuates, which combines the single-carrier dual-modulation method with the average current control in the voltage-current dual close-loop configuration to improve the dynamic response performance of the converter, realize the approximately smooth and automatic switching between Buck and Boost modes, and effectively control the inductive current for the safety of equipments. The input voltage is fed forward to the inner current loop to avoid the troublesome simplification and implementation of feedforward function for traditional dual close-loop control and greatly improve the dynamic response performance of converter input. A MATLAB/Simulink model and a hardware test platform are established to verify the validity of the proposed control strategy.

Key words: wide input-range DC/DC; average current control method; single-carrier dual-modulation; input voltage feedforward; two-switch Buck-Boost converter