

串并联补偿式UPS建模及母线电压控制技术研究

串并联补偿式不间断电源(UPS)单纯采用直流侧电压闭环无法实现直流侧电压稳定,直流侧电压波动是实现输入输出的功率平衡的要求。首先推导了串并联补偿式UPS的数学模型,分析了直流侧电压波动的原因。根据功率平衡原理,给定串联变换器二次电流加上直流侧电压闭环即可实现直流侧电压稳定。仿真结果验证了理论分析的正确性。

刘新宇 宋占党 陈 兴/国网乌鲁木齐供电公司

黄孟欣/北京国网普瑞特高压输电技术有限公司

0 引言

现代工业的发展对电能质量的要求越来越高,如何为用户提供安全可靠的绿色电源是目前电源领域的研究热点。不间断电源(UPS)对提高用户供电质量、提高电源可靠性非常重要。目前的UPS主要有三种,分别是后备式UPS、在线互动式UPS和双变换式UPS。后备式和在线互动式UPS供电质量效果差,双变换式UPS供电质量好,但是造价高、效

率低且过载能力差。目前出现了新一代UPS,采用串并联补偿结构,在保证供电质量的同时提高UPS的效率与过载能力,这为UPS的研究开辟了一条新路,目前还处于理论与样机研究阶段^[1-2]。

按照目前已有的串并联补偿式UPS控制方法进行仿真研究,发现直流母线电压会跟随输入电压波动而波动,这会导致蓄电池频繁充放电,并且存在过充电的危险。本文介绍了串并联补偿式UPS的工作原理,建立了系统模型,改进了原有的控制方法,减小了蓄电池的充放电次数,延长了蓄电池的使用寿命,消除了蓄电池因输入电压波动而面临过充电的危险。

1 串并联补偿式UPS工作原理及控制策略

图1为串并联补偿式UPS的主电路

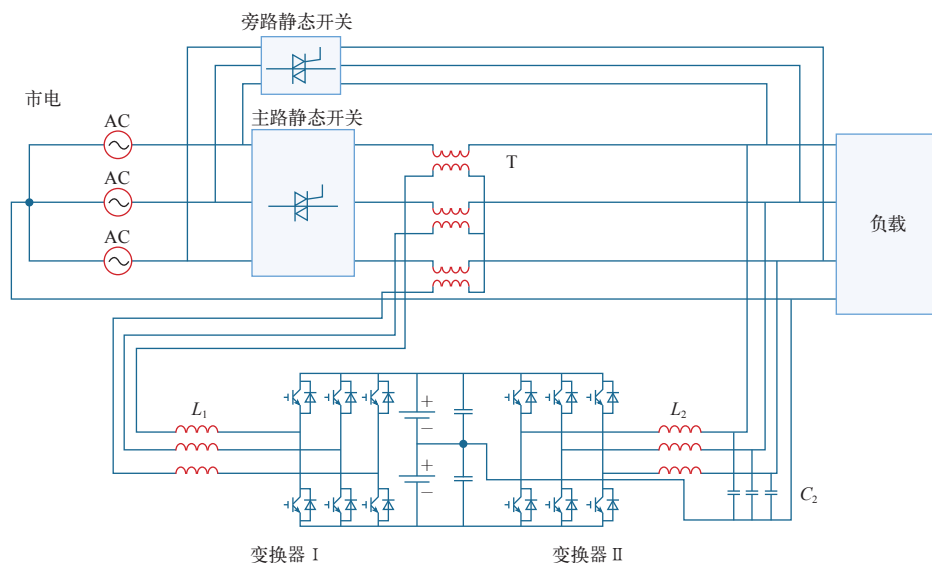


图1 三相串并联补偿式UPS主电路

关键词/Keywords

补偿式不间断电源 ·
母线电压 ·
不间断电源数学模型 ·
直接控制策略 ·

图。图1中变换器Ⅰ和变换器Ⅱ为双向PWM AC/DC变换器，其直流侧共同接于蓄电池上，为了降低蓄电池的动态阻抗，在蓄电池的两端并联了电容器。变换器Ⅰ经电感 L_1 和变压器 T_1 输出电压 Δv ，串联接在市电电压 v_s 和负载电压 v_L 之间，补偿市电的基波偏差和谐波偏差；变换器Ⅱ通过输出滤波电感 L_2 、电容 C_2 和负载并联，输出负载需要的谐波和无功电流。这样，串并联补偿式UPS能够为负载提供稳定的正弦电压，同时能够提供谐波和无功电流。市电掉电后，变换器Ⅱ也称为并联变换器，提供负载所需的全部功率。

变换器Ⅰ的功能：①消除市电输入电流中的无功分量和谐波分量，使市电的输入功率因数等于1；②和变换器Ⅱ一起，对市电输入电压的波动进行补偿，使负载上的电压成为稳定、纯净的三相正弦波对称电压；③对因负载不对称而引起的三相不对称负载电流进行补偿，使市电输入电流成为三相对称电流；④在市电电压波动时，控制UPS的输入与输出功率平衡

变换器Ⅱ的功能：①控制负载上的电压，使其成为三相稳定的正弦波对称电压，稳压准确度优于 $\pm 1\%$ ，波形失真度小于3%；②向负载提供无功电流，谐波电流和三相不对称电流；③当市电中断，向负载提供100%功率；④当市电电压波动时，控制UPS系统输入功率与输出功率平衡。

文献[3]比较了串并联补偿式UPS的两种控制策略，得出直接控制策略更好的结论。直接控制策略并没有直接产生电网电压的谐波分量和基波偏差，也没有直接产生负载端所需要的无功和谐波电流，而是将串联变换器控制为标准正弦电流源，并联变换器控制为标准正弦电压源。在直接控制策略下，串联变压器隔离了电网与负载端的电压扰动，并联变换器隔离了电网与负载之间的无功和谐波电流进入电网。

文献[4]介绍了一种单相串并联补偿式UPS的设计，在直流蓄电池组和并联变换器之前增加一个DC/DC变换器，提出了一种可以降低母线电压的串并联补偿式UPS拓扑。

文献[5]介绍了基于非线性解耦控制的三相电

压型SPWM逆变器。采用非线性变换和非线性反馈理论，建立了三相电压型PWM逆变器数学模型，推导了反馈线性化方程，得出了三相电压型PWM逆变器有功电流和无功电流的解耦控制策略，具有比较好的动态特性和较强的鲁棒性。

文献[6]较详细地介绍了三相串并联补偿式UPS的主电路的设计与控制算法的实现，对研制串并联补偿式UPS样机有较高的参考价值。

文献[7]针对三相四桥臂逆变器控制器设计方法复杂的问题，提出了一种基于极点配置的单环电压PID控制方法。该方法可以使得三相四桥臂逆变器系统在不平衡负载时输出的三相电压平衡性较好，在非线性负载时输出电压的畸变较小，并且设计方法简单，思路清晰，系统简明，对串并联补偿式UPS并联变换器的设计具有参考价值。

2 串联变换器建模及控制方式

2.1 串联变换器建模

图2为变换器Ⅰ的主电路，图3为 $dq0$ 坐标系与 abc 坐标系，在 abc 坐标系下有

$$\begin{cases} v_a - v_{1a} = L_1 (di_{1a} / dt) \\ v_b - v_{1b} = L_1 (di_{1b} / dt) \\ v_c - v_{1c} = L_1 (di_{1c} / dt) \end{cases} \quad (1)$$

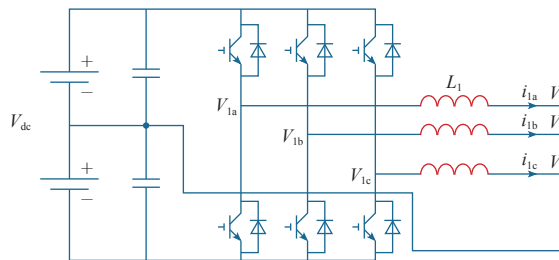


图2 变换器Ⅰ的主电路

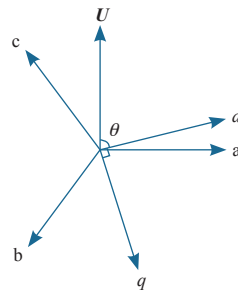


图3 $dq0$ 坐标系与 abc 坐标系

假设电网电压为

$$\begin{cases} U_a = 220\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ U_b = 220\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ U_c = 220\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为同步角速度, $\omega = d\theta/dt$ 。电网电压矢量 U 垂直于 a 轴, θ 为同步旋转坐标系的 d 轴与电压矢量 U 的夹角, 采用等幅值变换, 可以得到转换矩阵为

$$T_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$T_{dq0 \rightarrow abc} = \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta & 1 \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

在同步旋转坐标系下式 (1) 改写为

$$\begin{pmatrix} di_{1d}/dt \\ di_{1q}/dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{cd} - v_{1d} \\ v_{cq} - v_{1q} \end{pmatrix} \quad (5)$$

由式 (5) 可以得到变换器 I 的物理模型, 如图4所示。

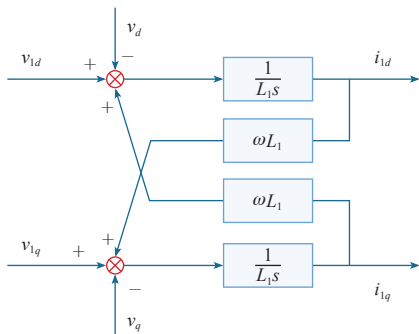


图4 变换器 I 的物理模型

式 (5) 表明 d 轴和 q 轴之间存在耦合, 这会影响模型的动态性能。为此, 引入前馈解耦, 如图5所示。

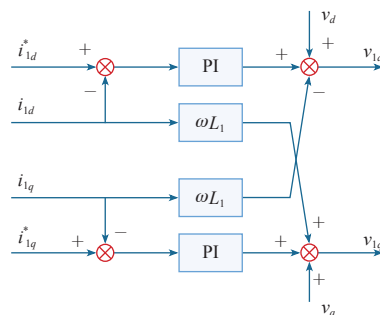


图5 变换器 I 的解耦控制框图

2.2 串联变换器电流给定信号的产生

当蓄电池不需要充放电时, 串联变压器二次侧流过的电流为负载需要的有功电流, 因此可以通过检测负载电流, 提取出其中的有功电流作为串联变换器电流给定信号, 如图6所示。

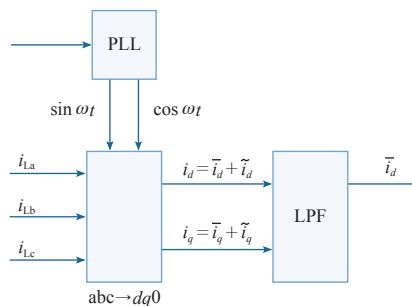


图6 负载有功电流检测

对 A 相负载电压进行锁相, 可以得到 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$, 检测三相负载电流, 经过 $dq0$ 变换, 可以得到 $i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d$, 其中 $\bar{i}_d$ 对应负载电流中的有功分量, $\tilde{i}_d$ 对应负载电流中的谐波和无功分量, 经过低通滤波器 LPF, 滤除 $\tilde{i}_d$, 即可得到 $\bar{i}_d$ 。

$i_d^* = \bar{i}_d + \Delta i_d^*$, Δi_d^* 为蓄电池充放电需要的有功电流和系统损耗需要的额外电流。 Δi_d^* 的产生原理见下文蓄电池电压控制原理。串联变换器的完整控制框图如图7所示。

3 并联变换器建模及控制方式

图8为变换器 II 的主电路, 在 abc 坐标系下有

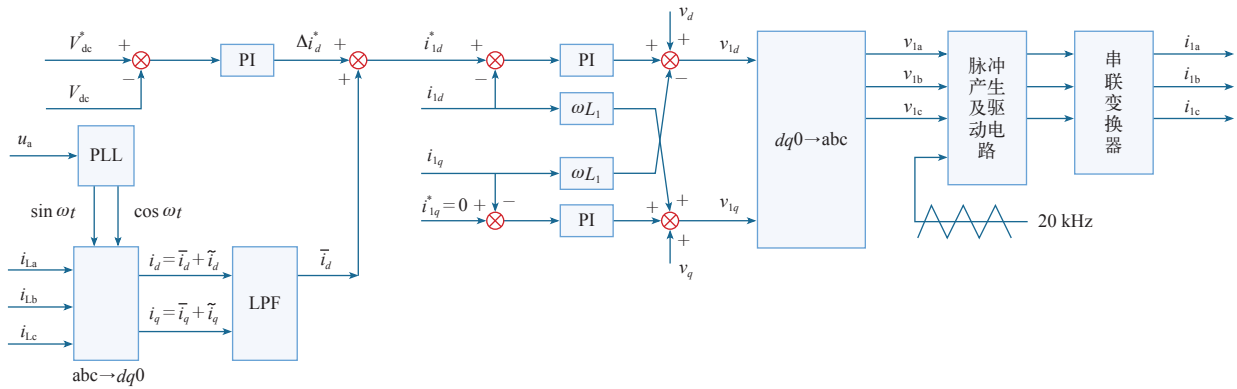


图7 变换器 I 完整的控制框图

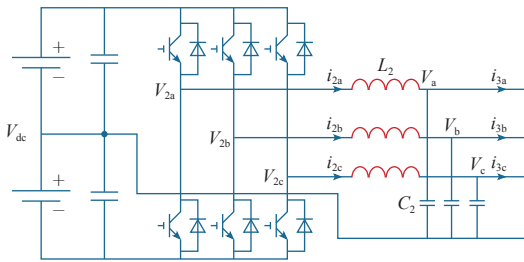


图8 变换器 II 的主电路

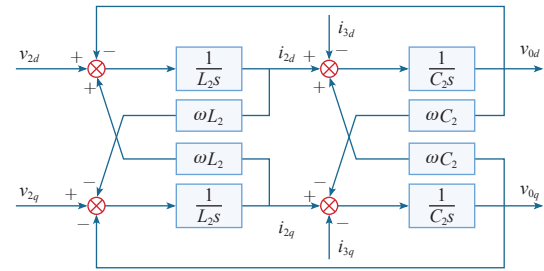


图9 变换器 II 的物理模型

$$\begin{cases} v_{2a} - v_a = L_2 (di_{2a} / dt) \\ v_{2b} - v_b = L_2 (di_{2b} / dt) \\ v_{2c} - v_c = L_2 (di_{2c} / dt) \\ C_2 (dV_a / dt) = i_{2a} - i_{3a} \\ C_2 (dV_b / dt) = i_{2b} - i_{3b} \\ C_2 (dV_c / dt) = i_{2c} - i_{3c} \end{cases} \quad (6)$$

在同步旋转坐标系下式 (6) 改写为

$$\begin{pmatrix} di_{2d} / dt \\ di_{2q} / dt \\ dv_{0d} / dt \\ dv_{0q} / dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & -\omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ v_{0d} \\ v_{0q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{2d} - v_{0d} \\ v_{2q} - v_{0q} \\ i_{2d} - i_{3d} \\ i_{2q} - i_{3q} \end{pmatrix} \quad (7)$$

由式 (7) 可以得到变换器 II 的物理模型，如图9所示。

可以看到，\$d\$轴和\$q\$轴之间存在耦合，为了解耦，这里采用电压电流双闭环解耦控制，控制框

图如图10所示。

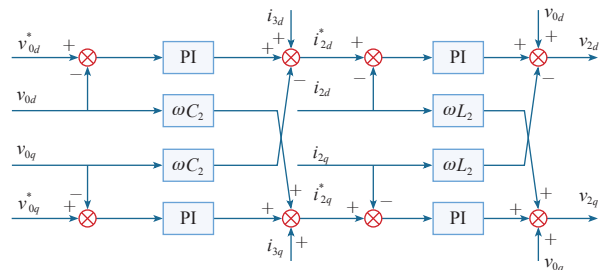
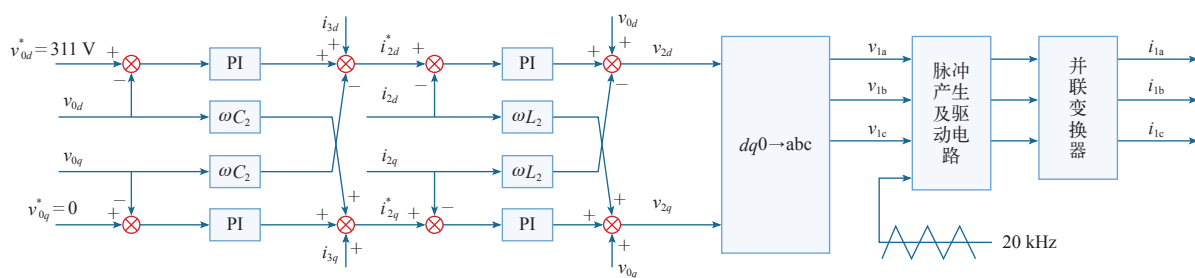


图10 变换器 II 的解耦控制框图

并联部分完整的控制框图如图11所示。

4 利用蓄电池电压实现功率平衡原理

由图1可以知道，市电输入的全部功率都是经过串联变换器的变压器T的二次侧输入到负载的。而流过T二次电流是由变换器 I 来控制的。当市电电压升高，输入功率大于负载功率时，大出的部分由蓄电池通过变换器 I 来吸收，此时变换器 I 工作于整流状态，使蓄电池电压 \$U_d\$ 上升，蓄电池电压变为 \$U_d + \Delta U_d\$，如图12所示，此时 \$\Delta i_d^*\$ 将会减小，使得串联变换器的电流给定值减小，经过闭



环控制,使得流经串联变压器的电流减小,从而使得UPS系统的输入和输出功率平衡;当市电电压降低,输入功率小于负载功率时,小于的部分由蓄电池通过变换器Ⅱ逆变提供,此时变换器Ⅰ工作于逆变状态,补偿市电和负载之间的电压差值,变换器Ⅱ也工作于逆变状态,补偿负载需要的电流差值。这时,蓄电池电压 V_{dc} 下降,蓄电池电压变为 $V_{dc} - \Delta V_{dc}$,如图12所示,此时 Δi_d^* 将会增大,使得串联变换器的电流给定值增大,经过闭环控制,使得流经串联变压器的电流增大,从而使得UPS系统的输入和输出功率平衡同时,也使得蓄电池的电压稳定。

通过以上的分析,可以看出,串并联补偿式UPS系统,输入输出功率平衡是可以通过蓄电池电压 U_d 的变化来反映的。通过对蓄电池电压的控制,既可以达到稳定蓄电池电压的目的,也可以实现UPS系统的输入输出功率平衡。这种控制策略可以称为直流侧电压控制策略I。

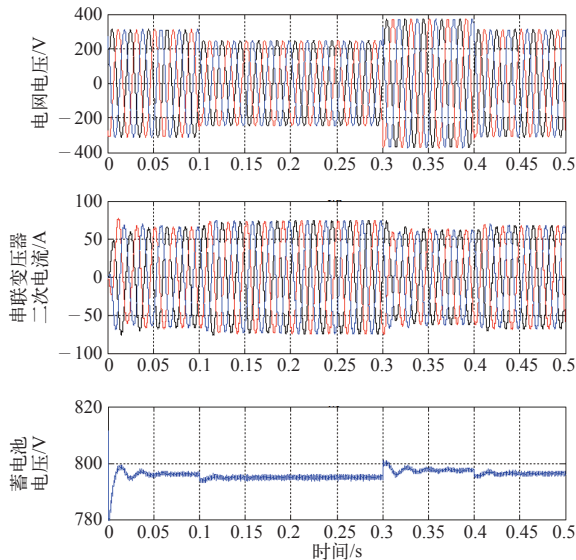
5 直流侧电压控制策略

6 仿真及结果分析

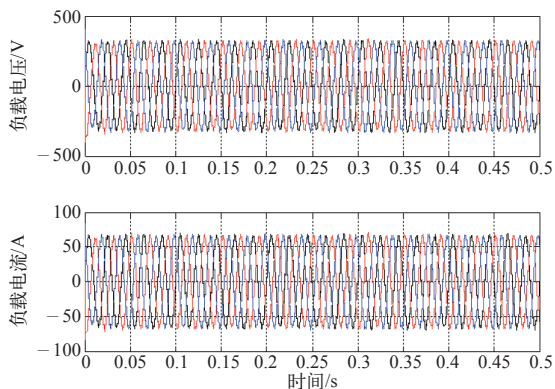
根据前面叙述的控制方法, 用Matlab/Simulink进行仿真。仿真参数为: 开关频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$; 串联变换器滤波电感 $L_1 = 1 \text{ mH}$; 并联变换器滤波电感 $L_2 = 0.55 \text{ mH}$; 电感电阻 $r = 0.2 \text{ } \Omega$; 滤波电容 $C_1 =$

40 μF ; 市电频率 $f=50\text{ Hz}$ 。负载为阻性负载。

采用直流电压变化实现输入输出功率平衡的仿真结果如图14所示。



(a) 电网电压、UPS输入电流和蓄电池电压波形



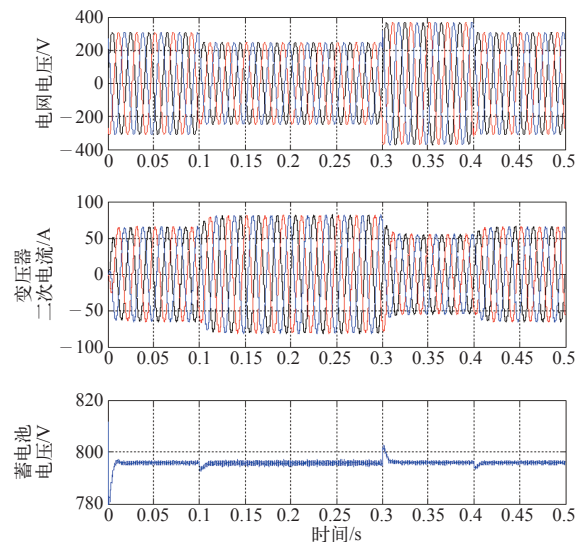
(b) 负载电压和电流波形

图14 直流侧电压控制策略 I

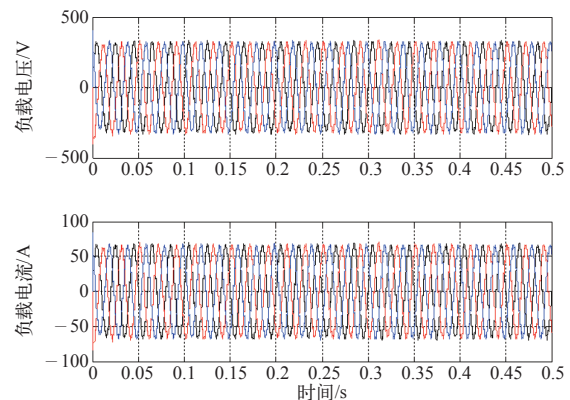
电网电压幅值在0 s时刻为额定值, 0.1 s变为额定值的80%, 在0.3 s变为额定值的120%, 在0.4 s恢复到额定值。可以看到流过串联变压器二次电流在0.1 s时刻开始增大, 在0.3 s减小, 在0.4 s增大。从仿真图中可以清楚地看到, 当负载没有变化, 电网电压升高, 蓄电池电压也需要升高, 来产生让串联变压器二次电流减小的控制信号 Δi_d^* , 当电网电压降低, 蓄电池电压就会降低, 产生让串联变压器二次电流增大的控制信号 Δi_d^* 。如果电网电压一直在波动, 那么蓄电池的电压就需要不断随着电网电压幅值的波动而波动, 否则就不能

满足输入输出功率平衡。

采用功率平衡给定串联变压器二次电流时, 仿真结果如图15所示。同样的市电电压变化条件下, 蓄电池电压在有一个调整过程后能保持恒定。电网电压变化的时刻电压之所以有上升或下降是因为电流环响应速度不可能为无限大。



(a) 电网电压、UPS输入电流和蓄电池电压波形



(b) 负载电压和电流波形

图15 直流侧电压控制策略 II

7 结束语

按照目前已有的串并联补偿式UPS控制方法会使得直流母线电压跟随输入电压波动而波动, 这会导致蓄电池频繁充放电, 缩短了蓄电池的寿命并且存在过充电的危险。针对母线电压波动的问题, 本文首先推导了串并联补偿式UPS的数学模型, 得出了串联变换器和并联变换器的同步旋转坐标系下的解耦控制框图。分析了负载为阻性负

载时的直流侧电压波动的原因。通过分析找到了直流母线电压波动的原因：阻性负载时，单纯采用直流侧电压闭环无法实现直流侧电压的稳定，直流侧电压波动是实现输入输出的功率平衡的要求。根据功率平衡原理，给定串联变压器二次电流加上直流侧电压闭环就可以实现直流侧电压稳定，有效减少蓄电池充放电次数，消除蓄电池因输入电压波动而过充电的危险。仿真结果验证了理论分析的正确性。

参考文献

[1] 刘凤君. Delta逆变技术及其在交流电源中的应用 [M]. 北京：机械工业出版社，2003.

[2] 刘凤君. 市电电能质量补偿技术 [M]. 北京：科学出版社，2005：239-251.

[3] Hamid R Karshenas, Mehdi Niroommand. Analysis

and comparison of control strategies for three-phase series-parallel UPS [C]. Electrical Machines and Systems, 2008.

[4] Frederico T Ghetti, Pedro G Barbosa, Henrique A C Braga. A study on single-phase delta UPS topological alternatives [C]. Power Electronics Conference, 2009.

[5] 邹祖冰, 蔡丽娟, 甘辉霞. 基于非线性解耦控制的三相电压型SPWM逆变器 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (10) : 57-60.

[6] 胡旭. 串并联补偿式UPS实验平台的设计与实现 [D]. 湖北：华中科技大学，2008.

[7] 林金燕, 王正仕, 陈辉明, 等. 一种高性能三相四桥臂逆变器控制器的设计 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (22) : 101-104.

(收稿日期：2016-10-30) **EA**

(上接第31页)

可能出现的异常情况，同时也为了检验设备检修以后的状况是否良好，在试验电压加到72.7 kV时，利用超声波带电检测仪器对GIS各间隔隔离刀开关断口进行带电检测，试验数据如表2所示，通过试验数据可以看出，超声波检测数据与背景基本一致，说明耐压试验过程中，端口部位未现异常。

表2 110 kV GIS超声波带电检测试验数据

检测设备编号	测试数据/mV	
	有效值/峰值	背景
11024甲IV刀开关	0.4/1.3	0.4/1.3
1102甲IV刀开关	0.4/1.5	
1124甲IV刀开关	0.4/1.3	
1126甲IV刀开关	0.4/1.4	
1127甲IV刀开关 (备用)	0.4/1.3	

3 结束语

本次试验利用同频同相交流耐压试验方法，在对侧母线不停电的情况下，顺利完成新换设备

的耐压试验及带电检测试验，并验证了此方法可靠性及有效性。利用此方法可以加速站内设备的检修效率，保证供电可靠性，促进电网安全运行。

参考文献

[1] 李建明. 朱康. 高压电气设备试验方法 [M]. 北京：中国电力出版社，2001.

[2] 刘文革, 张明天. 800 kV GIS断路器气体绝缘破坏原因分析 [J]. 中国电力, 2009, 42 (8) : 8-10.

[3] 吴伟. GIS设备同频同相交流耐压试验技术应用探讨 [J]. 电力技术, 2014, 6 (36) : 164-165.

[4] 李晓峰, 甄利, 周新伟, 等. 220 kV气体绝缘开关设备 (GIS) 耐压击穿故障分析 [J]. 中国电力, 2010, 43 (1) : 43-45.

[5] DL/T 618—2011 气体绝缘金属封闭开关设备现场交接试验规程 [S]. 北京：中国水利水电出版社，2011.

[6] 陈振生. 气体绝缘金属封闭开关设备的状态维护技术 [J]. 电力设备, 2005, 6 (9) : 40-43.

(收稿日期：2016-07-04) **EA**