



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105071390 B

(45)授权公告日 2017.04.12

(21)申请号 201510456510.4

审查员 张少绵

(22)申请日 2015.07.29

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105071390 A

(43)申请公布日 2015.11.18

(73)专利权人 华中科技大学

地址 430074 湖北省武汉市洪山区珞喻路  
1037号

(72)发明人 徐伟 佃仁俊 穆朝絮

(74)专利代理机构 华中科技大学专利中心

42201

代理人 廖盈春

(51)Int.Cl.

H02J 3/01(2006.01)

权利要求书3页 说明书7页 附图3页

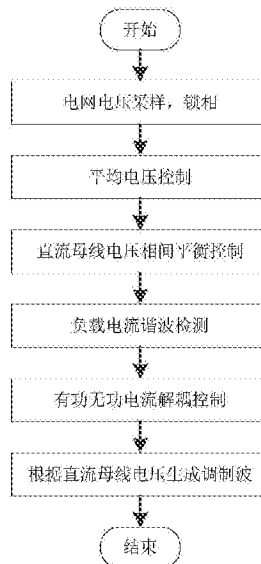
(54)发明名称

一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法及系统

(57)摘要

本发明公开了一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法及系统。在进行直流母线电压相间平衡控制时,通过检测各相直流母线电压与直流母线平均电压之间的偏差,确定基波负序电流的给定量,是一种双闭环结构,因此系统的鲁棒性更高。与传统的基于负序电压注入的方法相比,不会影响电流环的性能;与传统的基于零序电压注入的方法相比,其相间平衡控制的能力更强。在进行负载电流谐波检测时,在双dq轴坐标系下分别检测基波正序分量和基波负序分量,因此谐波检测的精度更高。由于在负序dq轴坐标系下检测了基波负序电流,因此谐波指令中不会出现基波负序电流分量,从而消除了基波负序电流分量给直流母线电压相间平衡控制带来的不利影响。

CN 105071390 B



1. 一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法,其特征在于,包括如下步骤:

(1) 采样电网电压 $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,通过锁相环求得电网电压相角 $\omega t$ ,其中, $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 分别为A相、B相和C相电网电压;

(2) 直流母线电压平均电压控制:采集三相直流母线电压 $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ ,得到三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc} = \frac{u_{dcA} + u_{dcB} + u_{dcC}}{3}$ ,将 $\bar{u}_{dc}$ 与给定的直流母线电压 $\bar{u}_{dc}^*$ 求差,得到 $\Delta u_{dc}$ ,将 $\Delta u_{dc}$ 输入PI控制器,得到d轴电流参考指令 $\Delta P$ ,其中, $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别为A相、B相和C相直流母线电压;

(3) 直流母线电压相间平衡控制,进一步包括如下步骤:

(3-1) 将采样得到的三相直流母线电压 $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别与三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc}$ 做差,得到 $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ ;

(3-2) 将 $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,得到 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ ,将 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ 分别输入 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的PI调节器,得到 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ ;

(3-3) 将 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换,得到直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ;

(4) 负载电流谐波检测:检测负载谐波电流,并将其变换到正序dq轴坐标系下,得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ,具体包括如下步骤:

(4-1) 将负载电流 $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 变换到正序dq轴坐标系下得到 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ ,变换到负序dq轴坐标系下得到 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ ,其中, $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 分别为A相、B相和C相负载电流;

(4-2) 分别由 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ 得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ,分别由 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ 得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ;将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 进行角度为 $-2\omega t$ 的Park变换后,分别与 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ 作差,所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ;将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换后,分别与 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ 作差,所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ;

(4-3) 将正序dq轴坐标系下的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 变换到abc坐标系下得到正序基波电流 $i_{fa}^P$ ,  $i_{fb}^P$ 和 $i_{fc}^P$ ,将负序dq轴坐标系下的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 变换到abc坐标系下得到负序基波电流 $i_{fa}^N$ ,  $i_{fb}^N$ 和 $i_{fc}^N$ ,由负载电流、正序基波电流和负序基波电流得到谐波电流 $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为:

$$\begin{cases} i_{ha} = i_{1a} - i_{fa}^P - i_{fa}^N \\ i_{hb} = i_{1b} - i_{fb}^P - i_{fb}^N \\ i_{hc} = i_{1c} - i_{fc}^P - i_{fc}^N \end{cases}$$

其中, $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为A相、B相和C相谐波电流;

(4-4) 将谐波电流 $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 变换到正序dq轴坐标系下,得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ;

(5) 有功无功电流解耦控制:利用电网电压 $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,d轴电流参考指令 $\Delta P$ ,基波负

序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ,以及dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ,根据H桥三电平有源电力滤波器的输出电流 $i_a, i_b$ 和 $i_c$ ,得到逆变器的输出电压指令 $u_a^*, u_b^*$ 和 $u_c^*$ ,其中, $i_a, i_b$ 和 $i_c$ 分别为A相、B相和C相输出电流, $u_a^*, u_b^*$ 和 $u_c^*$ 分别为A相、B相和C相逆变器的输出电压指令;

(6) 根据三相直流母线的电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 以及逆变器的输出电压指令 $u_a^*, u_b^*$ 和 $u_c^*$ ,生成PWM信号,利用PWM信号控制IGBT的导通与关断。

2. 一种H桥三电平有源电力滤波器的控制系统,其特征在于,包括:

计算模块,用于采样电网电压 $u_{sa}, u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,通过锁相环求得电网电压相角 $\omega t$ ,其中, $u_{sa}, u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 分别为A相、B相和C相电网电压;

直流母线电压平均电压控制模块,用于采集三相直流母线电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ ,得到三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc} = \frac{u_{dcA} + u_{dcB} + u_{dcC}}{3}$ ,将 $\bar{u}_{dc}$ 与给定的直流母线电压 $\bar{u}_{dc}^*$ 求差,得

到 $\Delta u_{dc}$ ,将 $\Delta u_{dc}$ 输入PI控制器,得到d轴电流参考指令 $\Delta P$ ,其中, $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别为A相、B相和C相直流母线电压;

直流母线电压相间平衡控制模块,进一步包括:

第一平衡模块,用于将采样得到的三相直流母线电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别与三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc}$ 做差,得到 $\Delta u_{dcA}, \Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ ;

第二平衡模块,用于将 $\Delta u_{dcA}, \Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,得到 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ ,将 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ 分别输入 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的PI调节器,得到 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ ;

第三平衡模块,用于将 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换,得到直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ;

负载电流谐波检测模块,用于检测负载谐波电流,并将其变换到正序dq轴坐标系下,得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ,具体包括:

第一检测模块,用于将负载电流 $i_{1a}, i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 变换到正序dq轴坐标系下得到 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ ,变换到负序dq轴坐标系下得到 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ ,其中, $i_{1a}, i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 分别为A相、B相和C相负载电流;

第二检测模块,用于分别由 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ 得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ,分别由 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ 得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ;将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 进行角度为 $-2\omega t$ 的Park变换后,分别与 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ 作差,所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^{++}$ 和 $I_q^{++}$ ;将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换后,分别与 $i_d^-$ 和 $i_q^-$ 作差,所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^{-+}$ 和 $I_q^{-+}$ ;

第三检测模块,用于将正序dq轴坐标系下的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 变换到abc坐标系下得到正序基波电流 $i_{fa}^P, i_{fb}^P$ 和 $i_{fc}^P$ ,将负序dq轴坐标系下的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 变换到abc坐标系下得到负序基波电流 $i_{fa}^N, i_{fb}^N$ 和 $i_{fc}^N$ ,由负载电流、正序基波电流和负序基波电流得到谐波电流 $i_{ha}, i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为:

$$\begin{cases} i_{ha} = i_{la} - i_{fa}^P - i_{fa}^N \\ i_{hb} = i_{lb} - i_{fb}^P - i_{fb}^N \\ i_{hc} = i_{lc} - i_{fc}^P - i_{fc}^N \end{cases}$$

其中,  $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为A相、B相和C相谐波电流;

第四检测模块,用于将谐波电流 $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 变换到正序dq轴坐标系下,得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ;

有功无功电流解耦控制模块,用于利用电网电压 $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,d轴电流参考指令 $\Delta P$ ,基波负序电流在dq轴坐标系下对应的分量 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ,以及dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ,根据H桥三电平有源电力滤波器的输出电流 $i_a$ ,  $i_b$ 和 $i_c$ ,得到逆变器的输出电压指令 $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ ,其中, $i_a$ ,  $i_b$ 和 $i_c$ 分别为A相、B相和C相输出电流, $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ 分别为A相、B相和C相逆变器的输出电压指令;

PWM控制模块,用于根据三相直流母线的电压 $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 以及逆变器的输出电压指令 $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ ,生成PWM信号,利用PWM信号控制IGBT的导通与关断。

## 一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法及系统

### 技术领域

[0001] 本发明属于电能质量控制技术领域,更具体地,涉及一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法及系统。

### 背景技术

[0002] 随着电力电子器件的发展,电网中越来越多地接入了开关电源、整流负载等一系列非线性负载,给电网带来了大量的谐波问题,在增加了线路损耗的同时,也威胁到了电网的安全稳定运行。有源电力滤波器是解决此类电能质量问题的优选办法之一,能够补偿全频点的谐波,并且补偿精度高,响应速度快。传统的有源电力滤波器大多采用两电平逆变器,存在着直流母线电压高,du/dt大,选用功率器件额定电压高,输出电压波形质量低等问题。

[0003] 基于H桥三电平逆变器的有源电力滤波器在相同电网电压等级的情况下,直流母线电压降低了一半,因此选择的IGBT额定电压以及直流母线电容的额定电压均可以减小,从而有利于在一定程度上降低装置的成本。但是由于这种拓扑的逆变器控制有三条直流母线,因此其控制的复杂度较高,特别是如何保持三条直流母线电压的一致,是一个难题。文献《零序和负序电压注入的级联型并网逆变器直流侧电压平衡控制》给出了用零序电压注入和负序电压注入的方式来解决这一类拓扑的逆变器的直流母线电压不平衡问题,但是这种方法需要逆变器输出一定的基波电流,而有源电力滤波器输出的电流大部分为谐波电流。此外,传统的负载电流谐波检测方法通过提取dq轴的直流分量只相应地提取了负载电流中的基波正序分量,而没有考虑到负序基波电流分量在dq轴坐标系下以两倍频分量存在,因而所得到的谐波检测结果并不准确,同时,由于负序分量的存在给直流母线电压的相间平衡带来了负面影响,降低了有源电力滤波器的谐波补偿精度。

### 发明内容

[0004] 针对现有技术的以上缺陷或改进需求,本发明提供了一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法及系统,鲁棒性更高,与传统的基于负序电压注入的方法相比,不会影响电流环的性能,与传统的基于零序电压注入的方法相比,其相间平衡控制的能力更强;此外,消除了基波负序电流分量给直流母线电压相间平衡控制带来的不利影响,谐波检测的精度更高。

[0005] 为实现上述目的,按照本发明的一个方面,提供了一种H桥三电平有源电力滤波器的控制方法,其特征在于,包括如下步骤:

[0006] (1) 采样电网电压 $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,通过锁相环求得电网电压相角 $\omega t$ ,其中, $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 分别为A相、B相和C相电网电压;

[0007] (2) 直流母线电压平均电压控制:采集三相直流母线电压 $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ ,得到三相

直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc} = \frac{u_{dcA} + u_{dcB} + u_{dcC}}{3}$ ,将 $\bar{u}_{dc}$ 与给定的直流母线电压 $\bar{u}_{dc}^*$ 求差,得到

$\Delta u_{dc}$ , 将  $\Delta u_{dc}$  输入PI控制器, 得到d轴电流参考指令  $\Delta P$ , 其中,  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$  和  $u_{dcC}$  分别为A相、B相和C相直流母线电压;

[0008] (3) 直流母线电压相间平衡控制, 进一步包括如下步骤:

[0009] (3-1) 将采样得到的三相直流母线电压  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$  和  $u_{dcC}$  分别与三相直流母线的平均电压  $\overline{u_{dc}}$  做差, 得到  $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$  和  $\Delta u_{dcC}$ ;

[0010] (3-2) 将  $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$  和  $\Delta u_{dcC}$  变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下, 得到  $\Delta u_{dc\alpha}$  和  $\Delta u_{dc\beta}$ , 将  $\Delta u_{dc\alpha}$  和  $\Delta u_{dc\beta}$  分别输入 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的PI调节器, 得到  $\Delta P_\alpha$  和  $\Delta P_\beta$ ;

[0011] (3-3) 将  $\Delta P_\alpha$  和  $\Delta P_\beta$  进行角度为  $2\omega t$  的Park变换, 得到直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值  $i_{dN}^*$  和  $i_{qN}^*$ ;

[0012] (4) 负载电流谐波检测: 检测负载谐波电流, 并将其变换到正序dq轴坐标系下, 得到dq轴坐标系下的电流给定指令  $i_{hd}^*$  和  $i_{hq}^*$ ;

[0013] (5) 有功无功电流解耦控制: 利用电网电压  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  和  $u_{sc}$ , d轴电流参考指令  $\Delta P$ , 基波负序电流在dq轴坐标系下对应的分量  $i_{dN}^*$  和  $i_{qN}^*$ , 以及dq轴坐标系下的电流给定指令  $i_{hd}^*$  和  $i_{hq}^*$ , 根据H桥三电平有源电力滤波器的输出电流  $i_a$ ,  $i_b$  和  $i_c$ , 得到逆变器的输出电压指令  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  和  $u_c^*$ , 其中,  $i_a$ ,  $i_b$  和  $i_c$  分别为A相、B相和C相输出电流,  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  和  $u_c^*$  分别为A相、B相和C相逆变器的输出电压指令;

[0014] (6) 根据三相直流母线的电压  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$  和  $u_{dcC}$  以及逆变器的输出电压指令  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  和  $u_c^*$ , 生成PWM信号, 利用PWM信号控制IGBT的导通与关断。

[0015] 优选地, 所述步骤(4)进一步包括如下步骤:

[0016] (4-1) 将负载电流  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$  和  $i_{1c}$  变换到正序dq轴坐标系下得到  $i_d^+$  和  $i_q^+$ , 变换到负序dq轴坐标系下得到  $i_d^-$  和  $i_q^-$ , 其中,  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$  和  $i_{1c}$  分别为A相、B相和C相负载电流;

[0017] (4-2) 分别由  $i_d^+$  和  $i_q^+$  得到  $I_d^+$  和  $I_q^+$ , 分别由  $i_d^-$  和  $i_q^-$  得到  $I_d^-$  和  $I_q^-$ ; 将上一次中断周期内计算得到的  $I_d^-$  和  $I_q^-$  进行角度为  $-2\omega t$  的Park变换后, 分别与  $i_d^+$  和  $i_q^+$  作差, 所得结果分别通过低通滤波器得到  $I_d^+$  和  $I_q^+$ ; 将上一次中断周期内计算得到的  $I_d^+$  和  $I_q^+$  进行角度为  $2\omega t$  的Park变换后, 分别与  $i_d^-$  和  $i_q^-$  作差, 所得结果分别通过低通滤波器得到  $I_d^-$  和  $I_q^-$ ;

[0018] (4-3) 将正序dq轴坐标系下的  $I_d^+$  和  $I_q^+$  变换到abc坐标系下得到正序基波电流  $i_{fa}^P$ ,  $i_{fb}^P$  和  $i_{fc}^P$ , 将负序dq轴坐标系下的  $I_d^-$  和  $I_q^-$  变换到abc坐标系下得到负序基波电流  $i_{fa}^N$ ,  $i_{fb}^N$  和  $i_{fc}^N$ , 由负载电流、正序基波电流和负序基波电流得到谐波电流  $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$  和  $i_{hc}$  分别为:

$$[0019] \quad \begin{cases} i_{ha} = i_{ia} - i_{fa}^P - i_{fa}^N \\ i_{hb} = i_{ib} - i_{fb}^P - i_{fb}^N \\ i_{hc} = i_{ic} - i_{fc}^P - i_{fc}^N \end{cases}$$

[0020] 其中,  $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为A相、B相和C相谐波电流;

[0021] (4-4) 将谐波电流  $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 变换到正序dq轴坐标系下, 得到dq轴坐标系下的电流给定指令  $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ 。

[0022] 按照本发明的另一方面, 提供了一种H桥三电平有源电力滤波器的控制系统, 其特征在于, 包括:

[0023] 计算模块, 用于采样电网电压  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ , 通过锁相环求得电网电压相角  $\omega t$ , 其中,  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 分别为A相、B相和C相电网电压;

[0024] 直流母线电压平均电压控制模块, 用于采集三相直流母线电压  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ , 得到三相直流母线的平均电压  $\bar{u}_{dc} = \frac{u_{dcA} + u_{dcB} + u_{dcC}}{3}$ , 将  $\bar{u}_{dc}$  与给定的直流母线电压  $\bar{u}_{dc}^*$  求

差, 得到  $\Delta u_{dc}$ , 将  $\Delta u_{dc}$  输入PI控制器, 得到d轴电流参考指令  $\Delta P$ , 其中,  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别为A相、B相和C相直流母线电压;

[0025] 直流母线电压相间平衡控制模块, 进一步包括:

[0026] 第一平衡模块, 用于将采样得到的三相直流母线电压  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别与三相直流母线的平均电压  $\bar{u}_{dc}$  做差, 得到  $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ ;

[0027] 第二平衡模块, 用于将  $\Delta u_{dcA}$ ,  $\Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下, 得到  $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ , 将  $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ 分别输入 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的PI调节器, 得到  $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ ;

[0028] 第三平衡模块, 用于将  $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换, 得到直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值  $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ;

[0029] 负载电流谐波检测模块, 用于检测负载谐波电流, 并将其变换到正序dq轴坐标系下, 得到dq轴坐标系下的电流给定指令  $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ;

[0030] 有功无功电流解耦控制模块, 用于利用电网电压  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ , d轴电流参考指令  $\Delta P$ , 基波负序电流在dq轴坐标系下对应的分量  $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ , 以及dq轴坐标系下的电流给定指令  $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ , 根据H桥三电平有源电力滤波器的输出电流  $i_a$ ,  $i_b$ 和 $i_c$ , 得到逆变器的输出电压指令  $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ , 其中,  $i_a$ ,  $i_b$ 和 $i_c$ 分别为A相、B相和C相输出电流,  $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ 分别为A相、B相和C相逆变器的输出电压指令;

[0031] PWM控制模块, 用于根据三相直流母线的电压  $u_{dcA}$ ,  $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 以及逆变器的输出电压指令  $u_a^*$ ,  $u_b^*$ 和 $u_c^*$ , 生成PWM信号, 利用PWM信号控制IGBT的导通与关断。

[0032] 优选地, 所述负载电流谐波检测模块进一步包括:

[0033] 第一检测模块, 用于将负载电流  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 变换到正序dq轴坐标系下得到  $i_d^+$ 和

$i_q^+$ , 变换到负序dq轴坐标系下得到 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ , 其中,  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 分别为A相、B相和C相负载电流;

[0034] 第二检测模块, 用于分别由 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ 得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ , 分别由 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ 得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ; 将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 进行角度为 $-2wt$ 的Park变换后, 分别与 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ 作差, 所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ; 将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 进行角度为 $2wt$ 的Park变换后, 分别与 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ 作差, 所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ;

[0035] 第三检测模块, 用于将正序dq轴坐标系下的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 变换到abc坐标系下得到正序基波电流 $i_{fa}^P$ ,  $i_{fb}^P$ 和 $i_{fc}^P$ , 将负序dq轴坐标系下的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 变换到abc坐标系下得到负序基波电流 $i_{fa}^N$ ,  $i_{fb}^N$ 和 $i_{fc}^N$ , 由负载电流、正序基波电流和负序基波电流得到谐波电流 $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为:

$$[0036] \quad \begin{cases} i_{ha} = i_{1a} - i_{fa}^P - i_{fa}^N \\ i_{hb} = i_{1b} - i_{fb}^P - i_{fb}^N \\ i_{hc} = i_{1c} - i_{fc}^P - i_{fc}^N \end{cases}$$

[0037] 其中,  $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为A相、B相和C相谐波电流;

[0038] 第四检测模块, 用于将谐波电流 $i_{ha}$ ,  $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 变换到正序dq轴坐标系下, 得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ 。

[0039] 总体而言, 通过本发明所构思的以上技术方案与现有技术相比, 具有以下有益效果:

[0040] 1、在进行直流母线电压相间平衡控制时, 通过检测各相直流母线电压与直流母线平均电压之间的偏差, 确定基波负序电流的给定量, 是一种双闭环结构, 因此系统的鲁棒性更高。与传统的基于负序电压注入的方法相比, 不会影响电流环的性能; 与传统的基于零序电压注入的方法相比, 其相间平衡控制的能力更强。

[0041] 2、在进行负载电流谐波检测时, 在双dq轴坐标系下分别检测基波正序分量和基波负序分量, 因此谐波检测的精度更高。由于在负序dq轴坐标系下检测了基波负序电流, 因此谐波指令中不会出现基波负序电流分量, 从而消除了基波负序电流分量给直流母线电压相间平衡控制带来的不利影响。

## 附图说明

[0042] 图1是H桥三电平有源电力滤波器的接线示意图;

[0043] 图2是本发明实施例的H桥三电平有源电力滤波器的控制方法流程图;

[0044] 图3是直流母线电压平均电压控制的原理示意图;

[0045] 图4是直流母线电压相间平衡控制的原理示意图;

[0046] 图5是负载电流谐波检测的原理示意图;



[0047] 图6是有功无功电流解耦控制的原理示意图。

### 具体实施方式

[0048] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。此外,下面所描述的本发明各个实施方式中所涉及到的技术特征只要彼此之间未构成冲突就可以相互组合。

[0049] 如图1所示,H桥三电平有源电力滤波器的逆变器由三个H桥单相逆变器Y接而成,通过电感与电网相连。每个H桥单相逆变器由4个反并联二极管的IGBT和电容组成。其中,电网电压为 $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$ ,负载电流为 $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}$ ,有源电力滤波器通过检测负载电流中的谐波电流 $i_{ha}, i_{hb}, i_{hc}$ ,控制逆变器输出与负载谐波电流大小相等的电流 $i_a, i_b, i_c$ ,使负载不必向电网索取谐波电流,从而治理了配电网中的谐波问题。

[0050] H桥三电平有源电力滤波器的控制包括:直流母线电压平均电压控制、直流母线电压相间平衡控制、负载电流谐波检测和有功无功电流解耦控制。如图2所示,本发明实施例的H桥三电平有源电力滤波器的控制方法包括如下步骤:

[0051] (1) 采样电网电压 $u_{sa}, u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ,通过锁相环求得电网电压相角 $\omega t$ ,其中, $u_{sa}, u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 分别为A相、B相和C相电网电压。

[0052] (2) 直流母线电压平均电压控制:采集三相直流母线电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ ,得到三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc} = \frac{u_{dcA} + u_{dcB} + u_{dcC}}{3}$ ,将 $\bar{u}_{dc}$ 与给定的直流母线电压 $\bar{u}_{dc}^*$ 求差,得到

$\Delta u_{dc}$ ,将 $\Delta u_{dc}$ 输入PI控制器,得到d轴电流参考指令 $\Delta P$ ,其中, $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别为A相、B相和C相直流母线电压。整个过程如图3所示。

[0053] (3) 直流母线电压相间平衡控制:利用采样得到的三相直流母线电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ ,求得直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ 。

[0054] 首先,将采样得到的三相直流母线电压 $u_{dcA}, u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 分别与三相直流母线的平均电压 $\bar{u}_{dc}$ 做差,得到 $\Delta u_{dcA}, \Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ ,再将 $\Delta u_{dcA}, \Delta u_{dcB}$ 和 $\Delta u_{dcC}$ 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,得到 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ ,将 $\Delta u_{dc\alpha}$ 和 $\Delta u_{dc\beta}$ 分别输入 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的PI调节器,得到 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ 。将 $\Delta P_\alpha$ 和 $\Delta P_\beta$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换,得到直流电压相间平衡所需基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ 。整个过程如图4所示。

[0055] 角度为 $2\omega t$ 的Park变换如公式(1),下面进行的Park变换类似,不再说明。

$$[0056] \begin{bmatrix} i_{dN}^* \\ i_{qN}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \sin(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) & \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_\alpha \\ \Delta P_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0057] (4) 负载电流谐波检测:检测负载谐波电流,并将其变换到正序dq轴坐标系下。整个过程如图5所示。

[0058] 进一步包括如下步骤:

[0059] (4-1) 将负载电流 $i_{1a}, i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 变换到正序dq轴坐标系下得到 $i_d^+$ 和 $i_q^+$ ,变换到负序

dq轴坐标系下得到 $\bar{i}_d$ 和 $\bar{i}_q$ ，其中， $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 和 $i_{1c}$ 分别为A相、B相和C相负载电流。

[0060] (4-2) 分别由 $\bar{i}_d^+$ 和 $\bar{i}_q^+$ 得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ，分别由 $\bar{i}_d^-$ 和 $\bar{i}_q^-$ 得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ ；

[0061] 将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 进行角度为 $-2\omega t$ 的Park变换后，分别与 $\bar{i}_d^+$ 和 $\bar{i}_q^+$ 作差，所得结果分别通过低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)得到 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ ；将上一次中断周期内计算得到的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 进行角度为 $2\omega t$ 的Park变换后，分别与 $\bar{i}_d^-$ 和 $\bar{i}_q^-$ 作差，所得结果分别通过低通滤波器得到 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 。

[0062] (4-3) 将正序dq轴坐标系下的 $I_d^+$ 和 $I_q^+$ 变换到abc坐标系下得到正序基波电流 $i_{fa}^P$ 、 $i_{fb}^P$ 和 $i_{fc}^P$ ，将负序dq轴坐标系下的 $I_d^-$ 和 $I_q^-$ 变换到abc坐标系下得到负序基波电流 $i_{fa}^N$ 、 $i_{fb}^N$ 和 $i_{fc}^N$ ，由负载电流、正序基波电流和负序基波电流得到谐波电流 $i_{ha}$ 、 $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ ，其中， $i_{ha}$ 、 $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 分别为A相、B相和C相谐波电流。

$$[0063] \quad \begin{cases} i_{ha} = i_{1a} - i_{fa}^P - i_{fa}^N \\ i_{hb} = i_{1b} - i_{fb}^P - i_{fb}^N \\ i_{hc} = i_{1c} - i_{fc}^P - i_{fc}^N \end{cases} \quad (2)$$

[0064] (4-4) 将谐波电流 $i_{ha}$ 、 $i_{hb}$ 和 $i_{hc}$ 变换到正序dq轴坐标系下，得到dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ 。

[0065] (5) 有功无功电流解耦控制：利用电网电压 $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ ，d轴电流参考指令 $\Delta P$ ，基波负序电流分量在正序dq轴坐标系下的值 $i_{dN}^*$ 和 $i_{qN}^*$ ，以及dq轴坐标系下的电流给定指令 $i_{hd}^*$ 和 $i_{hq}^*$ ，根据H桥三电平有源电力滤波器的输出电流 $i_a$ 、 $i_b$ 和 $i_c$ ，得到逆变器的输出电压指令 $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 和 $u_c^*$ ，其中， $i_a$ 、 $i_b$ 和 $i_c$ 分别为A相、B相和C相输出电流， $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 和 $u_c^*$ 分别为A相、B相和C相逆变器的输出电压指令。

[0066] 将H桥三电平有源电力滤波器的输出电流 $i_a$ 、 $i_b$ 和 $i_c$ 变换到dq轴坐标系下，得到 $i_d$ 和 $i_q$ 。令

$$[0067] \quad \begin{cases} \Delta i_d = -\Delta P + i_{dN}^* + i_{hd}^* - i_d \\ \Delta i_q = i_{qN}^* + i_{hq}^* - i_q \end{cases} \quad (3)$$

[0068] 将 $\Delta i_d$ 和 $\Delta i_q$ 输入电流环的PI调节器，得到 $u'_d$ 和 $u'_q$ 。令

$$[0069] \quad \begin{cases} u_d = u'_d - \omega L i_q \\ u_q = u'_q + \omega L i_d \end{cases} \quad (4)$$

[0070] 其中， $\omega$ 为电网频率， $L$ 为并网电感。

[0071] 将得到的 $u_d$ 和 $u_q$ 变换到abc坐标系下后再与电网电压 $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 和 $u_{sc}$ 相加得到单相逆

变器的输出电压指令 $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 和 $u_c^*$ 。如图6所示。

[0072] (6) 采用单极性PWM调制或者单极倍频调制,根据三相直流母线的电压 $u_{dcA}$ 、 $u_{dcB}$ 和 $u_{dcC}$ 以及逆变器的输出电压指令 $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 和 $u_c^*$ ,生成PWM信号,利用PWM信号控制IGBT的导通与关断。

[0073] 本领域的技术人员容易理解,以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

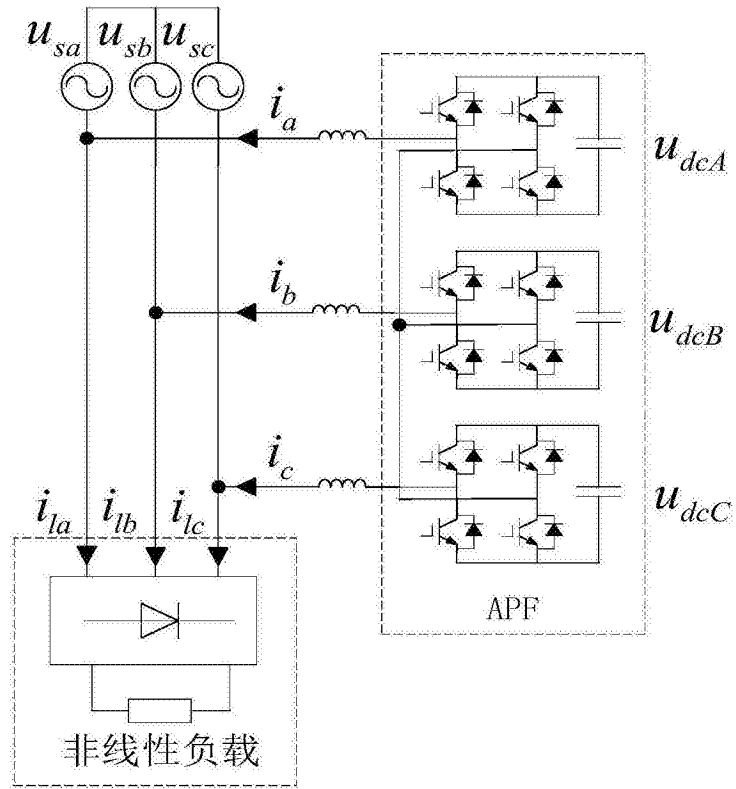


图1

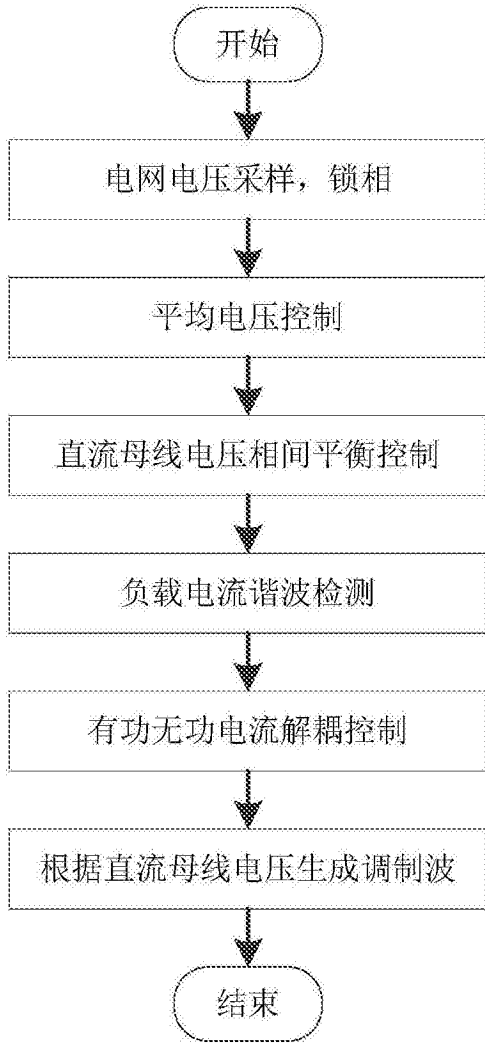


图2

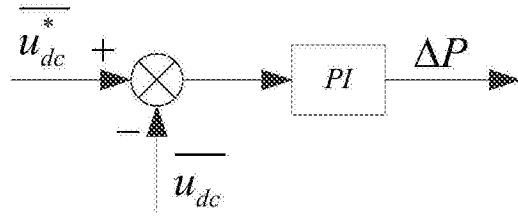


图3

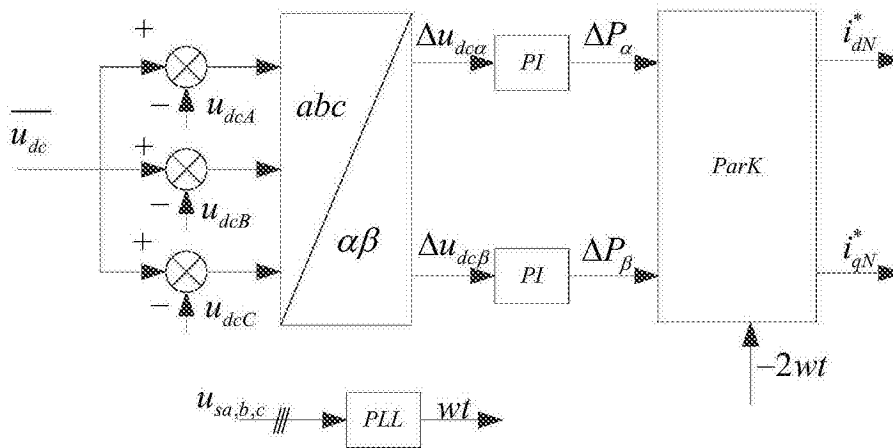


图4

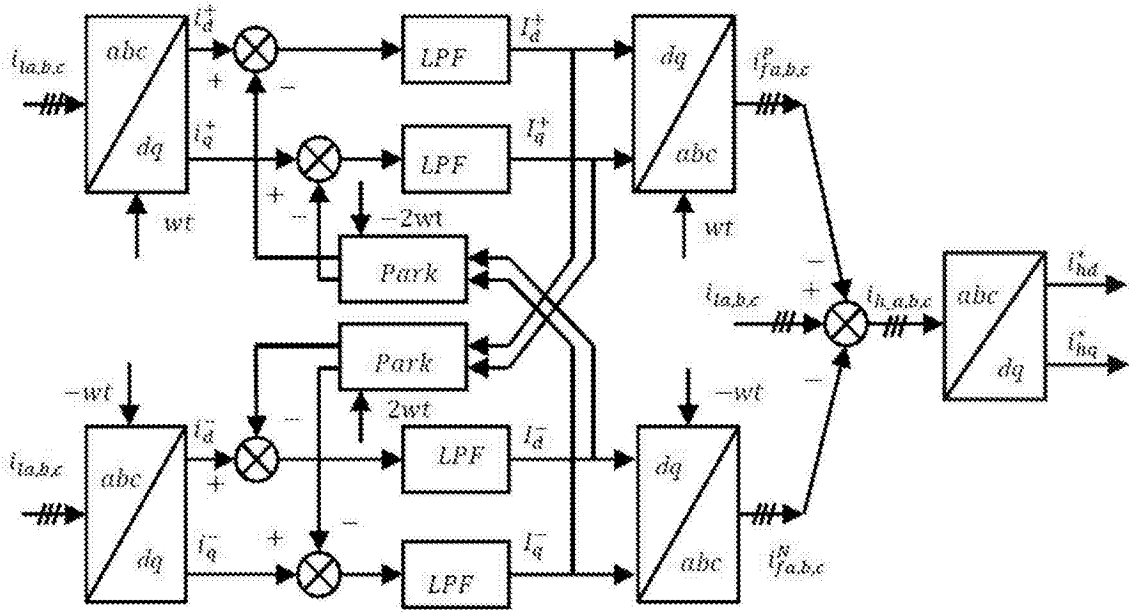


图5

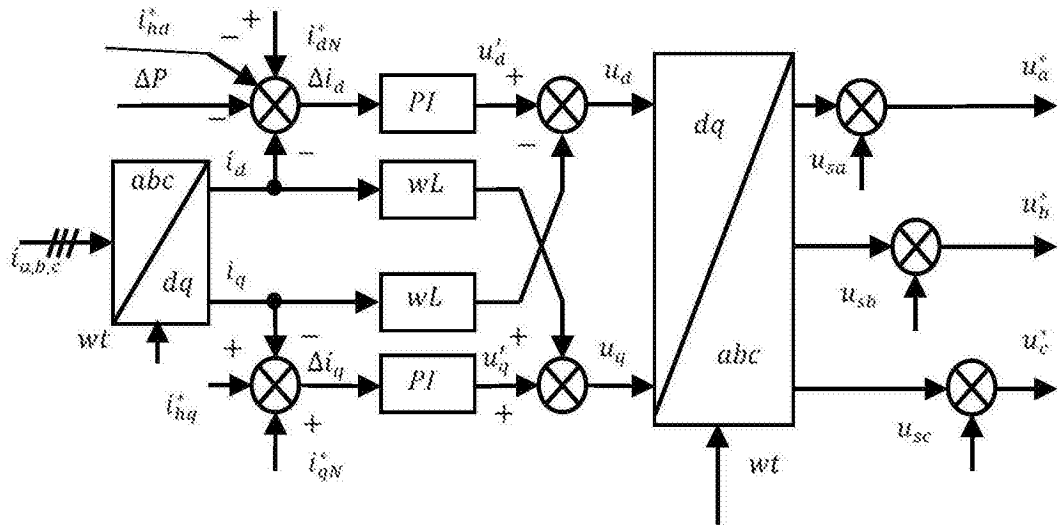


图6