

8-13-2020

New Voltage Balancing Method for Cascaded Rectifier Based on Predictive Power Model

Hongbin Pan

College of Information Engineering of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

Linhai Liu

College of Information Engineering of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

Zhiyong Xiao

College of Information Engineering of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

Sicheng Ou

College of Information Engineering of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

See next page for additional authors

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research](#), [Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

New Voltage Balancing Method for Cascaded Rectifier Based on Predictive Power Model

Abstract

Abstract: The dq synchronous system was built by constructing virtual orthogonal voltage and current based on second order generalized integrator. The predictive power model was derived to construct main control system of cascaded H-bridge rectifier combining the instantaneous power theory, which took the duty cycle of active and reactive power as control object. Then, *a new voltage balancing control strategy was proposed dealing with the problem of DC voltage imbalance in cascaded H-bridge rectifier. The modification of active power was obtained by the voltage balance controller when the objective function of coupling effect achieves minimum and the active power was distributed by reconstructing the duty cycle of active power in each modular, which eliminated the coupling effect between the voltage balance controller and the main control system on the basis of ensuring the DC voltage balance.* The correctness and effectiveness of the proposed method was verified by simulation and experimental results.

Keywords

cascaded H-bridge, predictive power, voltage balance, second order generalized integrator, coupling effect

Authors

Hongbin Pan, Linhai Liu, Zhiyong Xiao, Sicheng Ou, Maokun Zhu, and Fen Xu

Recommended Citation

Pan Hongbin, Liu Linhai, Xiao Zhiyong, Ou Sicheng, Zhu Maokun, Xu Fen. New Voltage Balancing Method for Cascaded Rectifier Based on Predictive Power Model[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(12): 2986-2993.

基于预测功率模型的级联整流器均压新方法

盘宏斌, 刘林海, 肖志勇, 欧思程, 朱茂琨, 许芬

(湘潭大学信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 基于二阶广义积分构造虚拟电压和电流正交分量来建立 dq 旋转坐标系, 以有功和无功占空比为控制对象, 结合瞬时功率理论推导出预测功率模型, 构造级联 H 桥整流器主控制系统。然后, 针对其直流侧电压不平衡问题, 提出了一种新型均压控制策略, 即通过电压平衡控制器计算得出耦合效应目标函数取得最小值时有功占空比的修改量, 重新构造了各 H 桥模块有功占空比, 调节有功功率分配, 从而在保持各 H 桥模块直流侧电压平衡的基础上, 减小了电压平衡控制器与主控制系统之间的耦合效应。仿真和实验结果证明了所提方法的正确性和可行性。

关键词: 级联 H 桥; 预测功率; 电压平衡; 二阶广义积分; 耦合效应

中图分类号: TP391.9 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2016) 12-2986-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201612016

New Voltage Balancing Method for Cascaded Rectifier Based on Predictive Power Model

Pan Hongbin, Liu Linhai, Xiao Zhiyong, Ou Sicheng, Zhu Maokun, Xu Fen

(College of Information Engineering of Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: The dq synchronous system was built by constructing virtual orthogonal voltage and current based on second order generalized integrator. The predictive power model was derived to construct main control system of cascaded H-bridge rectifier combining the instantaneous power theory, which took the duty cycle of active and reactive power as control object. Then, a new voltage balancing control strategy was proposed dealing with the problem of DC voltage imbalance in cascaded H-bridge rectifier. The modification of active power was obtained by the voltage balance controller when the objective function of coupling effect achieves minimum and the active power was distributed by reconstructing the duty cycle of active power in each modular, which eliminated the coupling effect between the voltage balance controller and the main control system on the basis of ensuring the DC voltage balance. The correctness and effectiveness of the proposed method was verified by simulation and experimental results.

Keywords: cascaded H-bridge; predictive power; voltage balance; second order generalized integrator; coupling effect

引言

近年来, 由于单个功率开关器件耐压等级的限

制, 级联 H 桥变换器作为极具前景的多电平拓扑结构广泛应用于中高压领域, 具有控制简单、结构模块化、易于扩展等诸多优势^[1-4]。固态变压器 (Solid State Transformer, SST) 是智能电网建设中的新型电力电子设备, 其配电网侧输入级采用级联 H 桥整流器结构, 具有提升电压和功率等级、提高等效开关频率、包含多个直流接口等特点^[5-6]。级联



收稿日期: 2015-04-01 修回日期: 2015-08-17;
基金项目: 国家自然科学基金(51577162/E070602),
湖南省自然科学基金(14JJ5007), 湖南省教育厅青年
项目(12B119);
作者简介: 盘宏斌(1972-), 男, 湖南永州, 博士, 副
教授, 研究方向为电能质量分析与控制、功率电子变
换技术。

<http://www.china-simulation.com>

• 2986 •

H 桥整流器的主要性能指标是实现输入交流侧单位功率因数, 维持各 H 桥模块直流侧电压平衡, 保证系统的安全稳定运行。为了实现性能指标要求, 主控制系统和电压平衡控制器的设计成为关键。

目前有多种控制方式用于设计级联 H 桥整流器的主控制系统。 dq 旋转坐标系下的电压电流双闭环 PI 控制, 能够获得良好的动态响应、稳态性能, 但多个 PI 调节器的参数整定增加了系统的复杂度^[7-8]; 比例谐振控制能够在静止坐标系下对基频交流信号实现无静差调节, 但其对系统参数敏感, 在非基频处的增益较小, 当电网频率产生偏差时, 对其跟踪交流信号性能带来一定影响^[9]; 滞环控制虽然控制简单、动态响应快、鲁棒性好, 但开关频率的不固定带来了滤波器设计的困难以及不确定的功率器件损耗^[10]。

直流侧电压平衡是级联 H 桥整流器稳定运行的关键, 由于各 H 桥模块功率器件参数、驱动信号延时、直流侧负载大小不完全一致等因素, 会导致各 H 桥模块直流侧电压不平衡, 当不平衡度较大时会影响系统的稳定运行并引起装置的损坏。文献[11-13]提出了通过附加一个电压平衡控制器来实现各个 H 桥模块直流侧电压的平衡, 但在设计电压平衡控制器时, 没有考虑在电压不平衡情况下附加的电压平衡控制器与主控制系统之间的耦合效应, 将影响整个系统控制环路的动态性能。

针对上述级联 H 桥整流器主控制系统的设计和电压平衡控制方法存在的问题, 本文通过二阶广义积分(second order generalized integrator, SOGI)构造虚拟正交电网电压和网侧电流来形成 dq 旋转坐标系, 建立了离散的预测功率模型, 将预测直接功率控制策略运用于主控制系统设计, 具有算法简单、有功和无功实现解耦控制、开关频率固定等优点; 提出了一种新型均压控制方法, 能够在实现负载不一致时各模块直流侧电压平衡基础上, 有效减小了控制器之间的耦合效应。最后通过仿真和实验验证了本文所提方法的正确性。

1 级联 H 桥整流器模型和控制原理

1.1 二阶广义积分构造虚拟正交分量

单相电路结构缺少一个自由度, 不能直接进行坐标变换建立旋转 dq 旋转坐标系, 需要构造与实际电网电压和网侧电流正交的虚拟电压和电流分量。在构造虚拟正交分量时, 通常是对电网电压和电流延迟 $1/4$ 工频周期来实现^[7,11], 但在负载发生变化时, 虚拟轴电流响应会相应延迟 $1/4$ 周期, 影响系统的动态响应性能。本文采用二阶广义积分对电网电压及网侧电流构造虚拟正交电压和电流, 其结构框图如图(1)所示。

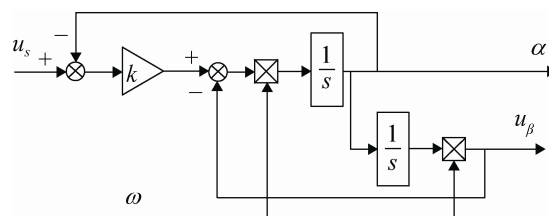


图 1 二阶广义积分结构框图

由图(1)可得二阶广义积分的闭环传递函数:

$$D(s) = \frac{u_\alpha}{u_s}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (1)$$

$$Q(s) = \frac{u_\beta}{u_s}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (2)$$

以二阶广义积分构造虚拟电压为例, 图 1 中输入信号 u_s 为电网电压; ω 为电网电压角频率; u_α 和 u_β 表示输出电压信号; k 表示阻尼系数; 输出信号 u_α 是由 u_s 经过滤波后得到的电压(与 u_s 同频同相, 基波幅值相等), 由式(1)和(2)可知, 输出信号 u_β 与 u_α 幅值相等, 但相位相差 90° , 即实现了虚拟正交电压的构造。虚拟正交电流的构造也可以通过同样的方式实现。

1.2 dq 旋转坐标系下系统模型

级联 H 桥整流器的拓扑结构如图 2 所示。其中, u_s 为电网电压, i_s 为交流侧输入电流, L 为输入升压滤波电感, r 为滤波电感内阻和线路电阻的等效电阻, C_i 和 R_i ($i=1,2,\dots,N$) 分别为第 i 个 H 桥模块直流侧电容和负载电阻, u_H 、 u_{Hi} 和

$u_{dci} (i=1, 2, \dots, N)$ 分别为交流侧输出总电压、各 H 桥模块交流侧输出电压以及直流侧输出电压。

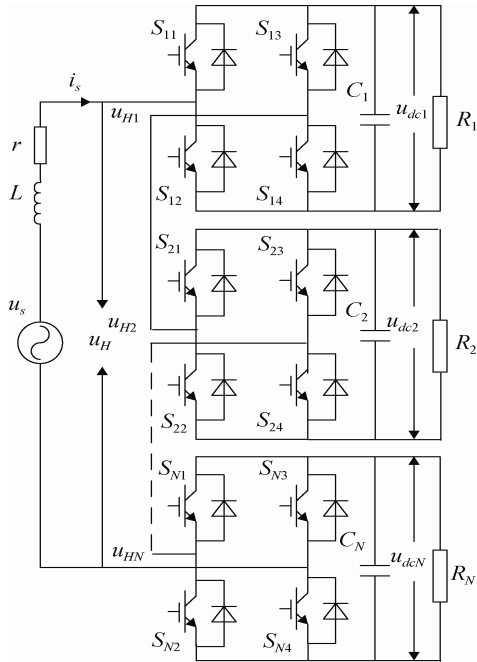


图 2 级联 H 桥整流器拓扑结构

由图 2 所示，根据基尔霍夫电压和电流定律，忽略等效电阻 r ，单相 N 模块级联 H 桥整流器的状态方程可表示为：

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = u_s - \sum_{i=1}^N d_i u_{dci} \\ C_i \frac{du_{dci}}{dt} = d_i i_s - \frac{u_{dci}}{R_i}, \quad i=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3)$$

式中： d_i 为第 i 个 H 桥模块占空比。

通过二阶广义积分构造虚拟正交电压、电流分量构成静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的两相系统，由式(3)可得两相静止坐标系状态方程：

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = u_\alpha - \sum_{i=1}^N d_{\alpha i} u_{dci} \\ L \frac{di_\beta}{dt} = u_\beta - \sum_{i=1}^N d_{\beta i} u_{dci}, \quad i=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (4)$$

式中： u_α 与 u_β 、 i_α 与 i_β 、 $d_{\alpha i}$ 与 $d_{\beta i}$ 分别表示两相静止坐标系下电网电压、网侧电流、第 i 个 H 桥模块占空比的 α 和 β 分量。

旋转坐标方程为：

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中： $\theta = \omega t$ ， $\omega = 2\pi f$ ， f 为电网频率。

经过 $\alpha\beta$ - dq 坐标变换后，系统在 dq 旋转坐标系下的状态方程如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d + \omega Li_q - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{di} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - \omega Li_d - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{qi}, \quad i=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (6)$$

式中： u_d 与 u_q 、 i_d 与 i_q 、 d_{di} 与 d_{qi} 分别表示 dq 旋转坐标系下电网电压、网侧电流和第 i 个 H 桥模块占空比的 d 轴与 q 轴分量，并将电网电压定向到 dq 旋转坐标系的 d 轴。

1.3 预测直接功率控制

根据瞬时功率理论^[14]，推导出 dq 旋转坐标系下级联 H 桥整流器的有功和无功功率表达式：

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_d & u_q \\ u_q & -u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

将上述表达式离散化：

$$\begin{bmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \\ u_q(k) & -u_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式(8)可得在一个采样周期 T_s 内，有功和无功功率变化量为

$$2 \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \\ u_q(k) & -u_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d(k+1) & u_q(k+1) \\ u_q(k+1) & -u_d(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 $\Delta P(k) = P(k+1) - P(k)$ ， $\Delta Q(k) = Q(k+1) - Q(k)$ 。

在 dq 旋转坐标系中，由于 u_d 和 u_q 分别为 d 、 q 轴方向上的直流分量，在一个采样周期 T_s 内， u_d 和 u_q 相当于定值，即

$$\begin{cases} u_d(k+1) = u_d(k) \\ u_q(k+1) = u_q(k) \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)代入(9)，有功和无功功率变化量表示为：

$$2 \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \\ u_q(k) & -u_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

根据第 1.2 节中式(6)离散化可得：

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} u_d(k) + \omega Li_q(k) - Nd_d(k)u_{dc} \\ u_q(k) - \omega Li_d(k) - Nd_q(k)u_{dc} \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中, $d_d(k)$ 、 $d_q(k)$ 和 u_{dc} 分别为主控制系统输出各 H 桥模块共同有功占空比、无功占空比以及电压平衡状态下各 H 桥模块直流侧电容电压。

将表达式(12)代入(11), 经过整理后可得到控制对象有功与无功占空比 $d_d(k)$ 、 $d_q(k)$ 表达式:

$$\begin{bmatrix} d_d(k) \\ d_q(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{Nu_{dc}} \begin{bmatrix} u_d(k) + \omega Li_q(k) \\ u_q(k) - \omega Li_d(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{NT_s(u_d^2 + u_q^2)u_{dc}} \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \\ u_q(k) & -u_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

由于预测功率模型的控制目标是系统有功功率和无功功率与它们的参考值在下一个时刻($k+1$)相等, 实现功率零稳态误差, 则需要使得

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k+1)^* \\ Q(k+1) = Q(k+1)^* \end{cases} \quad (14)$$

有功功率参考值通过电压外环的比例积分控制器调节输出, $P(k+1)^*$ 可由 k 和 $k-1$ 时刻的有功功率通过线性插值法计算得到; 无功功率参考值为给定常值, 即有 $Q(k+1)^* = Q(k)^*$, 要实现整流器单位功率因数, 则 $Q(k)^*$ 直接给定为 0, 即

$$\begin{cases} P(k+1)^* = 2P(k)^* - P(k-1)^* \\ Q(k+1)^* = 0 \end{cases} \quad (15)$$

2 新型均压控制策略

2.1 直流侧电压平衡机理分析

级联 H 桥整流器单位功率因数运行情形下矢量图如图 3 所示, 其中 u_{Hdi} ($i=1, 2, \dots, N$) 为各 H 桥模块交流侧电压 u_{Hi} 在旋转坐标系 d 轴上的有功分量。

由图 3 可知第 i 个 H 桥模块的输入有功功率、输出负载有功功率分别为 $P_{in}(i)$ 和 $P_{out}(i)$ 表达式:

$$\begin{cases} P_{in}(i) = i_s u_{Hdi} / 2 \\ P_{out}(i) = u_{dci}^2 / R_i \quad (i=1, 2, \dots, N) \\ u_{Hdi} = d_{di} u_{dci} \end{cases} \quad (16)$$

其中: d_{di} 为第 i 个模块占空比 d 轴方向有功分量。在忽略开关损耗情况下, 有 $P_{in}(i) = P_{out}(i)$, 根据式(16)可得:

$$\frac{1}{2} i_s d_{di} = \frac{u_{dci}}{R_i} \quad (17)$$

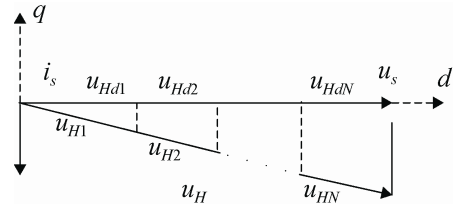


图 3 dq 旋转坐标系下系统稳态运行矢量图

由于各 H 桥模块为串联结构, 流过各模块的电流都为 i_s , 当负载电阻 R_i 不相等时, 若要维持各直流侧电压相等, 由式(17)可知, 需要每个模块的有功占空比分量 d_{di} 作出相应的调整, 即在主控制系统输出共同有功占空比 d_d 的基础上进行修改, 此时 $d_{di} = d_d + \Delta d_i$, Δd_i ($i=1, \dots, N$) 为各 H 桥模块有功占空比相应的修改量, 由附加的电压平衡控制器得到。

2.2 减小耦合效应的电压平衡控制器设计

如图 4 所示, 文献[11]在设计电压平衡控制器时, 有功占空比修正量 Δd_i ($i=1, \dots, N-1$) 是由直流侧电压参考值 u_{ref} 与各模块直流侧电压 u_{dci} ($i=1, \dots, N-1$) 实际值比较作差, 通过 PI 控制器调节产生。而 Δd_N 是根据有功占空比修正量之和为 0 直接计算得到, 即 $\Delta d_N = -\sum_{i=1}^{N-1} \Delta d_i$, 该均压方法能够保持各模块直流侧电压平衡, 但并没有考虑到附加的电压平衡控制器与主控制系统之间的耦合效应。

令 $N\bar{u}_{dc} = \sum_{i=1}^N u_{dci}$, 其中 \bar{u}_{dc} 表示各 H 桥模块直流侧电压平均值, 并作为各模块直流侧电压参考值, d_d 和 d_q 为主控制系统输出共同有功和无功占空比, 将第 1.2 节中式(6)改写成:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d + \omega Li_q - N\bar{u}_{dc} d_d + \left(N\bar{u}_{dc} d_d - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{di} \right) \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - \omega Li_d - N\bar{u}_{dc} d_q + \left(N\bar{u}_{dc} d_q - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{qi} \right) \end{cases} \quad (18)$$

通过比较式(18)和(6)可知, $(N\bar{u}_{dc} d_d - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{di})$ 和 $(N\bar{u}_{dc} d_q - \sum_{i=1}^N u_{dci} d_{qi})$ 是由加入电压平衡控制器后产生的附加项, 即电压平衡控制器与主控制系统之间具有耦合关系, 需要合理设计电压平衡控制器

减小耦合效应,使附加均压环节对主控制系统不产生影响。

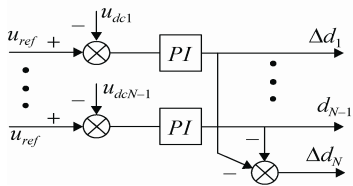


图 4 文献[11]中电压平衡控制结构

由于在电压平衡控制过程中,并没有对各 H 桥模块无功占空比 d_{qi} 进行修正,即 $d_{qi} = d_q$, 根据式 $N\bar{u}_{dc} = \sum_{i=1}^N u_{dci}$ 可知, $(N\bar{u}_{dc}d_q - \sum_{i=1}^N u_{dci}d_{qi})$ 为 0。因此,定义耦合效应目标函数为:

$$D_e = \left(N\bar{u}_{dc}d_d - \sum_{i=1}^N u_{dci}d_{di} \right)^2 = \left[N\bar{u}_{dc}d_d - \sum_{i=1}^N (\bar{u}_{dc} - \Delta u_{dci})(d_d + \Delta d_i) \right]^2 \quad (19)$$

式中: Δd_i 是各 H 桥模块有功占空比的修正值; Δu_{dci} 是各直流侧参考电压和反馈电压的误差。为减小耦合效应,要使目标函数取最小值,需要满足:

$$\sum_{i=1}^N (d_d + \Delta d_i)(\bar{u}_{dc} - \Delta u_{dci}) = N\bar{u}_{dc}d_d \quad (20)$$

展开(20)式得到:

$$\sum_{i=1}^N d_d \bar{u}_{dc} - \sum_{i=1}^N d_d \Delta u_{dci} + \sum_{i=1}^N \Delta d_i \bar{u}_{dc} - \sum_{i=1}^N \Delta d_i \Delta u_{dci} = N\bar{u}_{dc}d_d \quad (21)$$

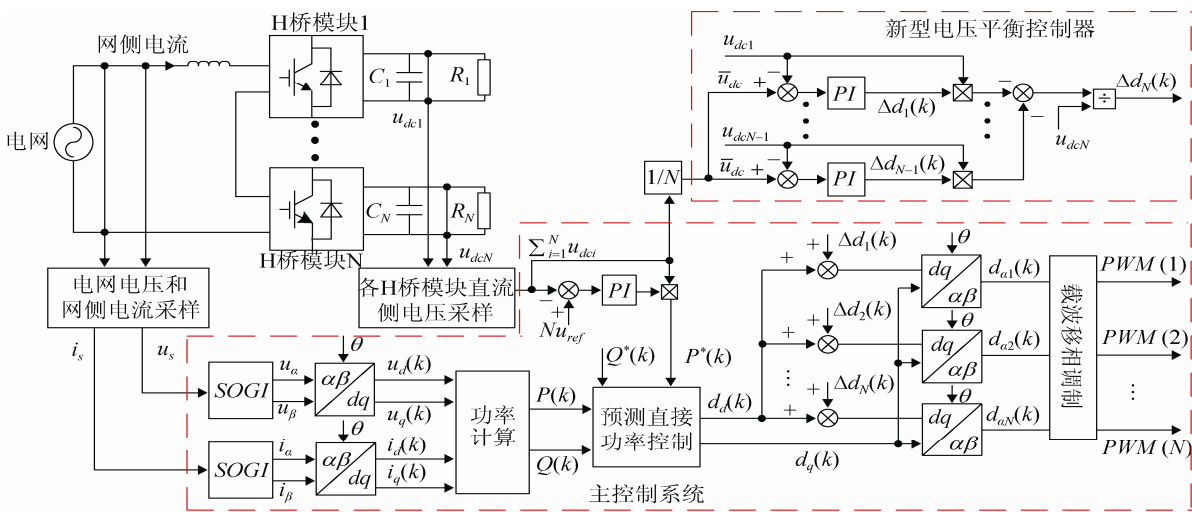


图 6 级联 H 桥整流器整体控制结构框图

将式(21)简化可得

$$\sum_{i=1}^N (\bar{u}_{dc} - \Delta u_{dci}) \Delta d_i = \sum_{i=1}^N (u_{dci}) \Delta d_i = \sum_{i=1}^N \Delta u_{dci} d_d \quad (22)$$

假设前面的 $N-1$ 个有功占空比修改量由 PI 控制器产生,由式(22)可得第 N 个有功占空比修改量:

$$\Delta d_N = \frac{\sum_{i=1}^N \Delta u_{dci} d_d - \sum_{i=1}^{N-1} u_{dci} \Delta d_i}{u_{dcN}} \quad (23)$$

在总电压保持不变的情况下,各模块直流侧电压与给定值之间的误差总和满足 $\sum_{i=1}^N \Delta u_{dci} \approx 0$, 可以将式(23)简化为:

$$\Delta d_N = \frac{-\sum_{i=1}^{N-1} u_{dci} \Delta d_i}{u_{dcN}} \quad (24)$$

有功占空比修正量 Δd_N 满足式(24)时,耦合效应目标函数 D_e 取得最小值,在负载不一致时,能够减小电压平衡控制器与主控制系统之间的耦合影响,并维持各模块直流侧电压平衡。本文提出的减小耦合效应的新型均压控制框图如图 5 所示。

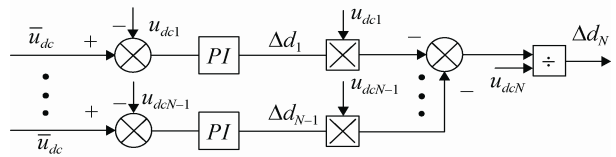


图 5 减小耦合效应的电压平衡控制结构

综合上文所述,级联 H 桥整流器整体控制框图如图 6 所示,包含主控制系统和电压平衡控制器。

由于预测功率模型是离散系统, 将控制器中变量进行离散化处理。主控制系统基于预测直接功率控制, 输出各 H 桥模块有功和无功共同占空比分量; 采用本文所提电压平衡控制器, 产生各 H 桥模块有功占空比修改量。将第 i 个模块有功占空比修改量 $\Delta d_i(k)$ 与共同有功占空比 $d_a(k)$ 相加, 重新构建第 i 个模块所需要的有功占空比 $d_{di}(k)$, 使得有功功率能够根据负载变化分配到 i 个模块, 再经过 $dq-\alpha\beta$ 反变换得到第 i 个模块的占空比 $d_{ai}(k)$, 最后采用易于扩展、能够提高等效开关频率的载波移相调制技术, 获得各模块开关管的驱动信号, 使得直流侧电压重新达到平衡。

3 仿真与实验验证

3.1 仿真结果分析

为验证本文所提控制方法的正确性和可行性, 本文在 matlab/simulink 环境中搭建了如图 1 所示的 3 模块级联 H 桥整流器系统主电路仿真模型。由于作为固态变压器输入级, 级联 H 桥整流器与中高压配电网侧直接相连, 根据实际配电网电压等级, 本仿真模型中电网电压有效值取 $u_s=6\ 000\text{ V}$, 电网频率 $f=50\text{ Hz}$; 由于级联 H 桥变换器模块数易于扩展, 选择典型的 3 模块级联结构, 在设定直流侧输出总电压为 $9\ 600\text{ V}$ 情况下, 各 H 桥模块直流侧平衡电压为 $3\ 200\text{ V}$, 有效降低了电路中单个功率开关器件的电压等级; 交流侧滤波电感 $L=30\text{ mH}$, 电容值为 $C_1=C_2=C_3=450\ \mu\text{F}$, 开关频率为 $f_s=2\text{ kHz}$, u_{dc1} , u_{dc2} , u_{dc3} 分别表示为 H 桥模块 1、2、3 直流侧电压, 各模块电压参考值 $u_{ref}=3\ 200\text{ V}$ 。

本文采用二阶广义积分方法构造虚拟正交电压, 输入信号为电网电压 u_s , 如图 7 所示, u_α 能够快速跟踪电网电压, u_β 与 u_α 幅值相等、频率相同, 并且 u_β 滞后 u_α 90° 。

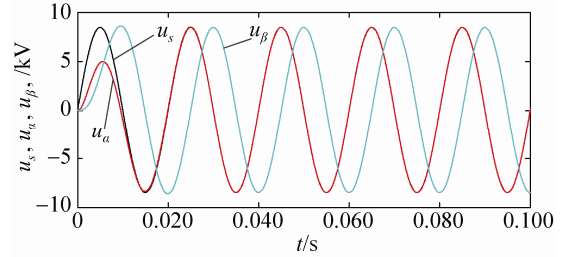
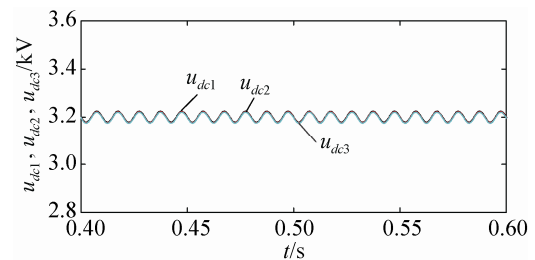
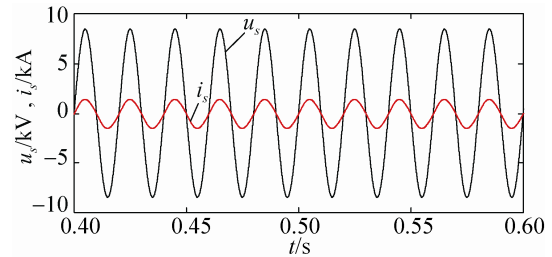


图 7 基于二阶广义积分构造虚拟正交电压波形

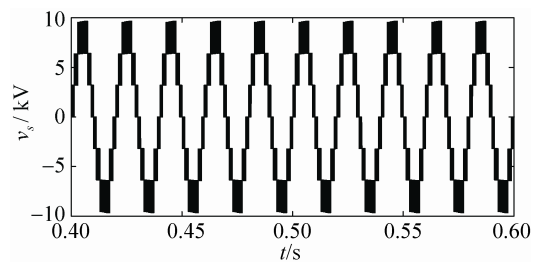
初始时设置直流侧负载阻值分别为 $R_1=482\ \Omega$, $R_2=512\ \Omega$, $R_3=542\ \Omega$, 级联 H 桥整流器稳态运行时的仿真波形如图 8 所示。



(a) 三个 H 桥模块直流侧电压波形



(b) 电网电压和网侧电流波形



(c) 交流侧电压输出波形

图 8 级联 H 桥整流器稳态运行时仿真波形

由于附加均压控制, 3 个模块直流侧电压都达到参考电压 $3\ 200\text{ V}$, 在负载不平衡状态下保持直流侧电压平衡; 电网电压与网侧电流相位一致, 实现交流侧单位功率因数, 其中电流值采取放大 100 倍处理, 便于观察波形; 采用载波移相调制技术,

整流器交流侧呈现七电平电压波形。验证了所提控制策略的有效性。

仿真初始时将各 H 桥模块直流侧负载设置为 $R_1=R_2=R_3=512 \Omega$ ，在 $t=0.3 \text{ s}$ 时，将直流侧负载阻值突然切换为 $R_1=542 \Omega$ 、 $R_3=482 \Omega$ ， R_2 不变，由图 9 可以看出，直流侧电压先出现不平衡现象，并在均压控制下能够重新恢复平衡，说明所提在控制方法对动态下的负载扰动同样有效。

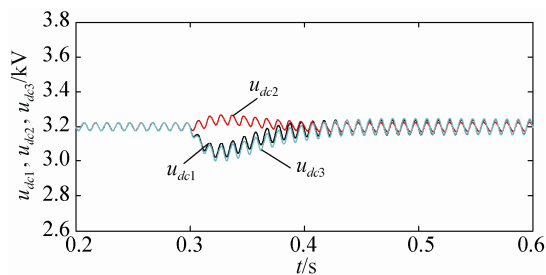


图9 负载突变时直流侧电压波形

针对耦合效应问题，将本文提出的新型均压控制策略与文献[11]中采用的电压平衡控制策略进行仿真对比。直流侧初始负载设置为 $R_1=R_2=R_3=512 \Omega$ ，在 $t=0.3 \text{ s}$ 时，将直流侧负载阻值切换为 $R_2=482 \Omega$ 、 $R_3=542 \Omega$ ， R_1 不变。如图 10 所示，采用文献[11]中均压控制策略作用下得到的耦合系数随着电压恢复平衡过程而先增大后减小，在本文所提出的均压控制策略作用下所得到的耦合系数保持为 0，所以本文所提出的新型均压方法能够有效消除控制器之间的耦合效应。

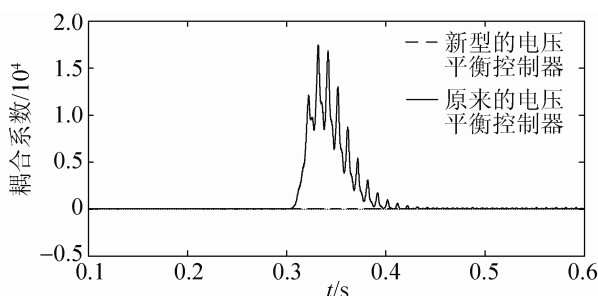


图10 分别在两种电压平衡控制器作用下得到的耦合系数

$$(N\bar{u}_{dc}d_d - \sum_{i=1}^N u_{dci}d_{di})^2$$

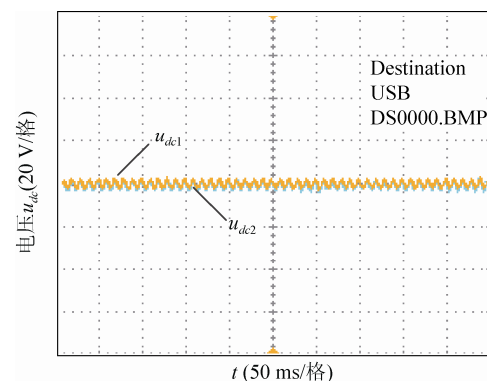
3.2 实验验证

为进一步验证本文所提控制策略的有效性，搭建了一台 2 模块的低压级联 H 桥整流器试验样机，采用 DSP F2812 作为主控单元，主要参数见表 1。

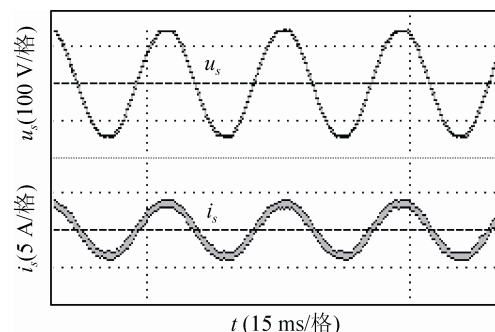
表1 试验样机参数

序号	参数名称	数值
1	电网电压有效值 u_s/V	100
2	直流电压给定值 u_{ref}/V	80
3	级联模块数 N	2
4	直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	940
5	开关频率 f_s/kHz	10
6	交流侧滤波电感 L/mH	5

2 模块级联 H 桥整流器负载电阻 R_1 、 R_2 分别为 50Ω 、 40Ω ，其稳态运行时的实验结果如图 11 所示，采用本文所提出的控制方法能够维持直流侧电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 平衡，并且能够实现电网电压 u_s 和网侧电流 i_s 接近单位功率因数。



(a) 稳态运行时直流侧电压 u_{dc1} 、 u_{dc2} 波形



(b) 电网电压 u_s 与网侧电流 i_s 波形

图11 负载不一致时的稳态实验波形

如图 12 所示，系统初始时未加入所提电压平

衡控制方法, 在负载不平衡情况下能稳定运行, 两模块直流侧电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 保持恒定但不平衡, 当某时刻切入文中所提电压平衡控制算法时, 直流侧电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 能够快速恢复平衡。以上实验结果验证了本文所提策略的可行性。

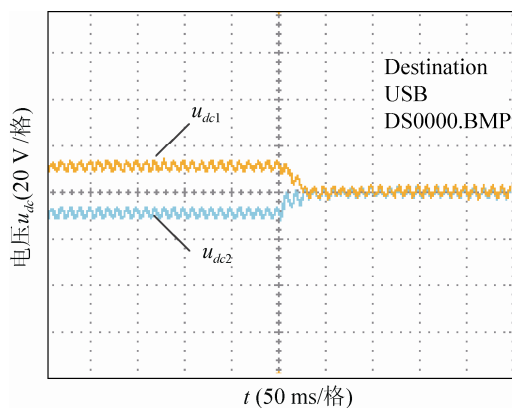


图 12 负载不一致时加入电压平衡控制的直流侧电压波形

4 结论

本文首先对级联 H 桥整流器数学模型和控制原理进行了分析, 通过二阶广义积分构造虚拟正交分量来形成 dq 旋转坐标系, 建立了预测功率模型, 主控制系统采用预测直接功率控制, 输出共同有功和无功占空比分量, 稳态运行时能够实现交流侧单位功率因数; 分析了直流侧电压平衡机理, 提出了一种减小耦合效应的均压新方法, 能够有效维持直流侧电压平衡, 并消除了附加电压平衡控制器与主控制系统之间的耦合效应。仿真和实验结果验证了本文所提方法的有效性和可行性。

参考文献:

- [1] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The age of multilevel converters arrives [J]. *Industrial Electronics Magazine* (S1932-4529), IEEE, 2008, 2(2): 28-39.
- [2] Xu S, Huang A. Solid state transformer in the future smart electrical system [C]// *Power and Energy Society General Meeting (PES)* (S1944-9925), 2013 IEEE, 2013: 1-5.
- [3] Tarisciotti L, Zanchetta P, Watson A, et al. Active DC Voltage Balancing PWM Technique for High-Power Cascaded Multilevel Converters [J]. *Industrial*

Electronics IEEE Transactions on (S0278-0046), 2014, 61(11): 6157-6167.

- [4] 顾春阳, 郑泽东, 李永东. 用于机车牵引的新型级联 H 桥整流器电压平衡方法 [J]. *电工技术学报*, 2013, 12: 168-172.
- [5] Zhao T, Wang G, Zeng J, et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer [C]// *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (S1048-2334), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. IEEE, 2010: 761-767.
- [6] She X, Huang A Q, Burgos R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems [J]. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE Journal of (S2168-6777), 2013, 1(3): 186-198.
- [7] Shi J, Gou W, Yuan H, et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer [J]. *Power Electronics*, IEEE Transactions on (S0885-8993), 2011, 26(4): 1154-1166.
- [8] 孙毅超, 赵剑锋, 季振东, 等. 一种基于虚拟电路闭环的单相 PWM 整流器控制新方法 [J]. *电工技术学报*, 2013, 28(12): 222-230.
- [9] Keshavarzian A, Iman-Eini H. A Redundancy-based scheme for balancing DC-link voltages in cascaded H-bridge rectifiers [J]. *IET Power Electronics* (S1755-4535), 2013, 6(2): 235-243.
- [10] Iman-Eini H, Schanen J L, Farhangi S, et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-bridge rectifiers [J]. *Power Electronics*, IEEE Transactions on (S0885-8993), 2008, 23(5): 2428-2442.
- [11] Zhao T, Wang G, Bhattacharya S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer [J]. *Power Electronics*, IEEE Transactions on (S0885-8993), 2013, 28(4): 1523-1532.
- [12] 孙毅超, 赵剑锋, 季振东. 并网型级联 H 桥变换器直流电压平衡和功率均衡控制策略 [J]. *电力自动化设备*, 2014, 34(1): 55-60.
- [13] 陶兴华, 李永东, 孙敏. 一种 H 桥级联型 PWM 整流器的直流母线电压平衡控制新方法 [J]. *电工技术学报*, 2011, 26(8): 85-90.
- [14] Monfared M, Sanatkar M, Golestan S. Direct active and reactive power control of single-phase grid-tie converters [J]. *Power Electronics*, IET (S1755-4535), 2012, 5(8): 1544-1550.