

单相级联 H 桥整流器电压平衡控制策略^{*}

李延帅, 徐传芳, 张 宁, 宋阳阳
(大连交通大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 大连 116000)

摘 要: 以无工频变压器牵引传动系统前端的单相级联 H 桥整流器 (CHBR) 为研究对象, 构建了其数学模型, 在电压电流双闭环控制策略的基础上, 引入无锁相环技术, 改进瞬态电流控制策略。实现了系统发生扰动时, 网侧电流对电压相位频率的快速精确追踪。进一步地, 对传统附加平衡电压控制策略加以改进, 增加模糊控制技术, 解决了 CHBR 在非理想电网或负载大范围投切载时, 存在的直流侧各级电容电压不平衡、压差大等问题。最后, 利用 MATLAB/Simulink 进行仿真, 对所提策略在 CHBR 运行时的快速响应和抗干扰能力进行了验证。

关键词: 单相级联 H 桥整流器; 双闭环; 无锁相环瞬态电流控制; 电容电压平衡策略
中图分类号: TM461 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)08-0032-06
doi: 10.12177/emca.2023.095

Voltage Balance Control Strategy of Single-Phase Cascade H-bridge Rectifier^{*}

LI Yanshuai, XU Chuanfang, ZHANG Ning, SONG Yangyang
(School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116000, China)

Abstract: A single-phase cascaded H-bridge rectifier (CHBR) in the front end of the traction drive system of a transformer without power frequency is studied, and its mathematical model is constructed. On the basis of the voltage and current double closed-loop control strategy, the non phase-locked loop technology is introduced to improve the transient current control strategy. The grid-side current can quickly and accurately track the voltage phase frequency when the system is disturbed. Furthermore, the traditional additional balanced voltage control strategy has been improved, and the fuzzy control technology is added to solve the problems of unbalanced voltage and large voltage difference between all levels of capacitors on the DC side of CHBR when it is not ideal power grid or load is switched over a wide range. Finally, MATLAB/Simulink is used for simulation to verify the fast response and anti-interference ability of the proposed strategy during CHBR operation.

Key words: single-phase cascade H-bridge rectifier; double closed-loop; transient current control without phase-locked loop; capacitor voltage balancing strategy

0 引 言

车载变压器能将接触网电压降低到适合车载电力电子设备的水平, 并保证对车载设备的电绝缘, 是交流机车中重要的组成部分^[1]。但是, 这种变压器体积大且价格昂贵, 与列车轻量化的要求

相悖, 因此对无工频变压器牵引传动系统的研究^[2-3]具有重要的工程应用价值。单相级联 H 桥整流器能够有效减轻牵引传动系统的质量和损耗, 且具有效率高、谐波含量低、开关应力小等优点, 是解决无工频变压器的一项广泛使用的电力电子方案^[4-6]。

收稿日期: 2023-04-19; 收到修改稿日期: 2023-05-08

^{*} 基金项目: 辽宁省交通科技项目(202243)

作者简介: 李延帅(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变压器控制。

徐传芳(1978—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电力牵引与传动控制系统。(通信作者)

单相级联 H 桥整流器的主要控制目标有两个:一是实现网侧电流与电压同频同相位,保证系统单位功率因数运转;二是保持中间直流侧电压在允许的偏差范围内,并在扰动时能快速响应。为了能够更好地实现控制目标,国内外学者提出了很多可行的控制策略。文献[7]通过闭环的方式调节电压平衡控制器的占空比以达到平衡电压的目的,但设计的变压器模型过于庞大,成本较高,有悖于列车的轻量化要求。文献[8]在保证直流侧电压不变的基础上,先对每个级联单元的占空比进行开环调整,再对任意单元的有功占空比进行闭环控制修改,进而达到平衡电压的效果。文献[9]提出了一种新型的单相整流器模型,在系统单位功率因数运行的条件下,既能平衡电容电压,又能避免电压平衡控制器与主控制回路耦合。以上方法均采用传统锁相环获取与网侧电压同频同相的单位正余弦信号,当系统工作在非理想电网或负载扰动时,很难实现快速、准确地相位跟踪。因此,文献[10]提出了一种无锁相环直流侧电容电压均衡的控制方法,无需锁相环也可实现网侧电流与电压同频同相。但在系统大范围投切载时,各级联单元之间的电压差异较大,恢复平衡时间较长^[11]。文献[12]在整体双闭环控制的基础上,加入模糊控制技术,通过计算出各级联单元的占空比补偿量,完成对直流侧电压平衡的控制,为解决该问题提供了一种新的思路。

受到以上文献启发,本文以单相级联 H 桥整流器为研究对象,建立基于双闭环的系统数学模型,基本控制回路采用无锁相环瞬态电流控制策略,通过对瞬时有功电流的定义,无需锁相环也可获得与网侧电压同频同相的电流指令信号及各级联单元调制比增量信号,避免了传统锁相环在面对电网扰动时的局限性。另外,在传统附加平衡控制策略的基础上加以改进,引入模糊控制技术,以动态调整能力较强的模糊自适应 PI 控制器取代各级输出电压平衡控制中的 PI 控制器,在维持直流侧电容电压平衡的同时,有效降低因系统扰动产生的最大失衡电压。最后,基于 MATLAB/Simulink 对非理想电网电压下以及在负载投切载运行时的情况进行仿真,验证所提策略的正确性和可行性。

1 CHBR 主电路拓扑及工作原理

单相级联 H 桥整流器采用模块化结构模式,可灵活地进行多级扩展^[13],其拓扑结构如图 1 所示。

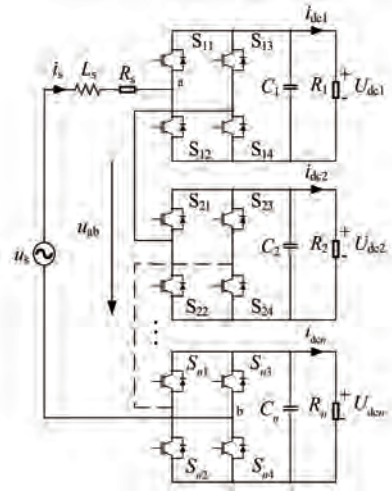


图 1 单相级联 H 桥整流器拓扑结构

图 1 中 u_s 、 i_s 分别为网侧输入端的电压与电流; L_s 、 R_s 分别为等效输入电感和串联等效电阻; S_{ij} 为第 i 个级联单元的 4 个 IGBT 开关器件($i=1,2,\dots,n$); C_i 、 R_i 分别为第 i 个级联单元直流侧的电容和等效负载,理想情况下各单元直流侧负载相等; U_{dei} 为各级联单元直流侧电压。定义 S_i 为各级联单元 IGBT 单元的通断状态:

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{i1}, S_{i4} \text{ 导通, } u_{abi} = u_{dei}, i_{dei} = i_s \\ 0 & S_{i1}, S_{i3}/S_{i2}, S_{i4} \text{ 导通, } u_{abi}, i_{dei} = 0 \\ -1 & S_{i2}, S_{i3} \text{ 导通, } u_{abi} = -u_{dei}, i_{dei} = -i_s \end{cases} \quad (1)$$

各级联单元交流测电压关系为

$$u_{abi} = S_i u_{dei} \quad (2)$$

根据基尔霍夫定律,结合式(2)可得 CHBR 开关函数数学模型为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} = u_s - R_s i_s - (S_1 u_{de1} + S_2 u_{de2} + \dots + S_n u_{den}) \\ C_i \frac{du_{dei}}{dt} = S_i i_s - \frac{u_{dei}}{R_i} \end{cases} \quad (3)$$

对式(3)采用平均运算^[14],即得到其动态方程:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} = u_s - R_s i_s - \sum_{i=1}^n d_i u_{dci} \\ C_i \frac{du_{dci}}{dt} = d_i i_s - \frac{u_{dci}}{R_i} \end{cases} \quad (4)$$

与开关函数数学模型相比,平均意义下的数学模型用级联 H 桥整流器的占空比 d_i 来代替开关函数 S_i ,便于后文对控制策略进行分析。

2 CHBR 控制策略

2.1 无锁相环瞬态电流控制

针对 CHBR 的控制目标,采用电压电流双闭环的控制方式^[15],在瞬态电流控制策略中引入无锁相环技术,无锁相环瞬态电流控制框图如图 2 所示。

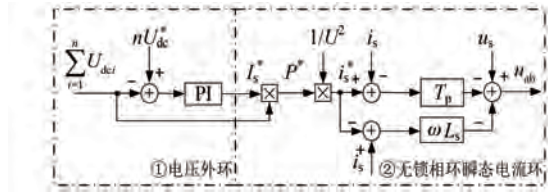


图 2 无锁相环瞬态电流控制框图

图 2 中模块①为电压外环控制器,直流侧电容电压给定值与实际值之差经过 PI 控制器后,输出网侧电流 i_s 参考值的幅值 I_s^* 为

$$I_s^* = T_p (U_{dc}^* - U_{dc}) + \frac{1}{T_i} \int (U_{dc}^* - U_{dc}) dt \quad (5)$$

模块②为无锁相环瞬态电流环,系统保持单位功率运行,根据 Fryze 理论,定义瞬时有功电流 $i_{sa}(t)$:

$$i_{sa}(t) = G u_s(t) \quad (6)$$

$i_{sa}(t)$ 与 $u_s(t)$ 相位频率保持一致,一个周期内 $i_{sa}(t)$ 消耗的功率和 $i_s(t)$ 消耗的功率相等,平均功率 P 的数学模型为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_s(t) i_{sa}(t) dt \quad (7)$$

将式(6)代入式(7),可得:

$$P = \frac{G}{T} \int_0^T u_s^2(t) dt = G U^2 \quad (8)$$

式中: U 为网侧电压的有效值。

忽略 CHBR 功率损耗,将 I^* 与 U_{dc} 的乘积通过低通滤波器,并将其值作为功率参考值 P^* ,再将 P^* 与 U^2 的商,与网侧电压 $u_s(t)$ 相乘,即可得

到与其同频同相的电流指令信号 $i_s^*(t)$,如式(9)所示:

$$i_s^*(t) = G u_s(t) = \frac{P^*}{U^2} u_s(t) \quad (9)$$

调制波信号 u_{ab} 由式(10)所示:

$$u_{ab} = u_s(t) - \omega L_s [i_s(t) - i_s^*(t)] - T_p [i_s^*(t) - i_s(t)] \quad (10)$$

2.2 直流侧电容电压平衡策略

在系统进行大范围投切载时,整流器会产生纹波信号,进而会导致系统直流侧产生较大的电压差,靠基本的控制策略很难再次恢复平衡。为此,结合无锁相环技术,使用动态调整能力较强的模糊自适应 PI 控制器,对传统附加平衡控制策略进行改进。基于模糊自适应的电压平衡控制框图如图 3 所示。

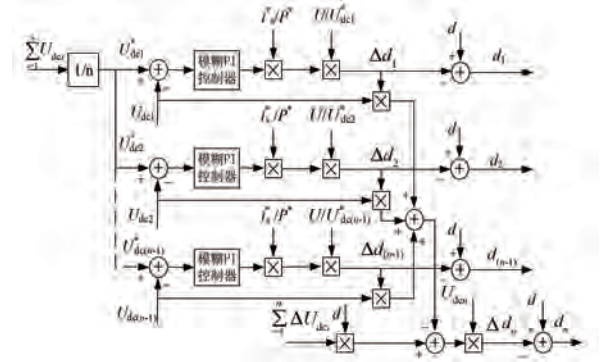


图 3 基于模糊自适应的电压平衡控制框图

将各单元直流侧电压之和除以模型的单元数量,作为每个级联单元的电压指令值,与各单元直流侧电压做差形成偏差信号。由于该偏差信号为直流量,因此利用 PI 控制器即可实现对偏差的跟踪消除。由式(9)得:

$$\frac{i_s^*(t)}{P^*} = \frac{u_s(t)}{U^2} = \frac{\sin \omega t}{U} \quad (11)$$

由图 3 和式(11)可得第 i 级级联单元的调制比增量 Δd_i ;另外,为了消除电压平衡控制器与基本控制器回路之间的耦合效应,对第 n 个模块的占空比进行开环调节:

$$\Delta d_n = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta U_{dci} d - \sum_{i=1}^{n-1} \Delta d_i U_{dci}}{U_{dcn}} \quad (12)$$

各级联单元的调制比由式(13)产生:

$$d_i = d + \Delta d_i \quad (13)$$

生成的带有偏差消除信号的调制波,可以有效减小在大范围投切负荷时直流侧的电压差值,提高系统动态性能。

2.3 模糊控制器的设计

本文提供了一种基于模糊自适应的 PI 控制算法,以各级联单元电压给定值与其直流侧电压实际值作差,将所得误差 e 及其变化率 ec 作为模糊推理的输入变量,建立模糊集合,确定比例补偿系数增量 ΔK_p 和积分补偿系数增量 ΔK_i ,送入 PI 控制器中,进而达到调整占空比,提升电容电压稳定能力的目的。自适应模糊控制器结构如图 4 所示。

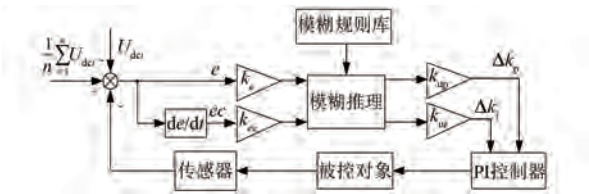


图 4 自适应模糊控制器结构框图

k_e 和 k_{ec} 分别为误差和误差变化率的量化因子; k_{up} 和 k_{ui} 分别为比例系数和积分系数的比例因子。通过对量化因子和比例因子进行调整,改善模糊控制器的动态性能。

模糊控制根据输入输出变量确定论域,并将其按隶属度划分为负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(NE)、正小(PS)、正中(PM)和正大(PB)七个级别。采用三角隶属函数确定输入输出变量隶属程度,论域区间为 $[-6,6]$,如图 5 所示。

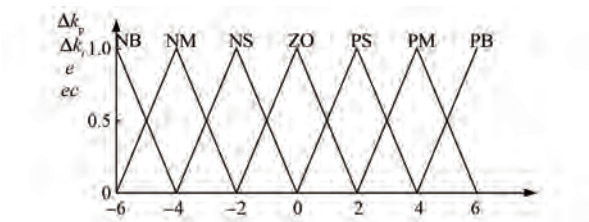


图 5 三角形隶属函数框图

模糊规则将数据由清晰输入转化为模糊输入,是控制器的核心部分,建立在系统预先整定好的 k_p 和 k_i 基础上,所以在模糊化的过程中,需要遵循 PI 控制器的整定规则,结合隶属度函数确定 Δk_p 和 Δk_i 模糊规则^[16],如表 1 和表 2 所列。

模糊算法所得到的模糊控制量需要转换为精确的控制量,清晰化的过程采用重心法。相比最大隶属度法,重心法可包含模糊子集中的所有信

表 1 比例系数 Δk_p 模糊规则

e	ec						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	PS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	PS	PS
ZO	PM	PM	PS	ZO	PS	PM	PM
PS	PS	PS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM	PS	ZO	PS	PM	PM	PM	PB
PB	ZO	ZO	PM	PM	PM	PB	PB

表 2 积分系数 Δk_i 模糊规则

e	ec						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

息,通过求解重心公式的模糊值,可以得到参数的确切值,解重心法公式如式(14)所示:

$$z = \frac{\int x \cdot \mu_N(x) dx}{\int \mu_N(x) dx} \tag{14}$$

式中: z 为解模糊后输出的精确值; N 为输出量模糊集合; $\mu_N(x)$ 为 N 的隶属度函数。

将模糊推理得到的精确量经比例因子 k_{up} 和 k_{ui} 放大,即可得到控制器的 ΔK_p 和 ΔK_i ,实时修正公式为

$$\begin{cases} K_p = k_p + \Delta K_p \\ K_i = k_i + \Delta K_i \end{cases} \tag{15}$$

式中: k_p 和 k_i 为模糊控制系统的初始参数值。

模糊自适应 PI 控制因其参数可随系统的运行状态进行实时动态调整,在维持系统稳定性,提高系统抗干扰能力的方面具有明显的优越性。

3 仿真分析

以三模块单元的级联 H 桥为例,搭建系统仿

真模型,验证所提控制方式的正确性和可行性。仿真参数设置见表 3。

表 3 仿真参数

参数名称	参数值
网侧电压有效值/V	150
网侧电压频率/Hz	50
开关频率/kHz	20
等效输入电感/mH	4.5
各单元直流侧电容/ μF	470
各单元直流侧负载/ Ω	10
直流侧参考电压/V	100

3.1 负载投切载时的仿真

预先设置系统电压平衡控制模块在 0.6 s 前不起动,在 0.5 s 时,保持 R_1 不变,将 R_2 从 10 Ω 变化为 5 Ω , R_3 变化为 7 Ω 。系统负载投切载时的仿真波形如图 6 所示。可以看出,在 0.5 s 时,负载发生改变,各单元直流侧电压产生了压差;在 0.6 s 时,起动电压平衡控制模块,电流产生一个较小的畸变信号,但很快恢复正常,且过程中电流能够在极短时间内追踪电压的频率、相位信号,保持系统单位因数运行;各单元输出电压经过短暂变化后很快趋于平衡,最大电压差为 10 V。

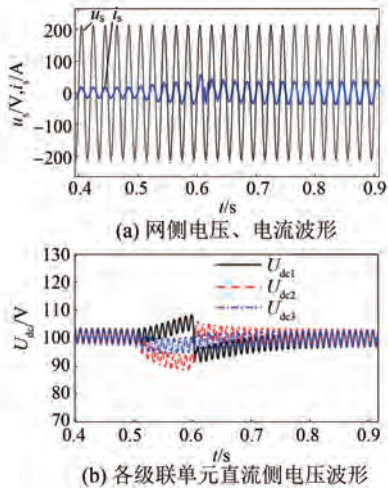


图 6 负载投切载时仿真波形

对系统运行中发生负载不均衡情况进行仿真测试,仿真中默认启动电压平衡控制器,在 0.5 s 时,将 R_1, R_2, R_3 分别设置为 10、5、7 Ω ,仿真结果如图 7 所示。可以看出,在 0.5 s 负载发生改变时,网侧电流幅值虽然发生了变化,但能迅速与电

压相位、频率保持一致;直流侧电压经过短暂波动,很快达到稳定,各级负载最大压差为 10 V。

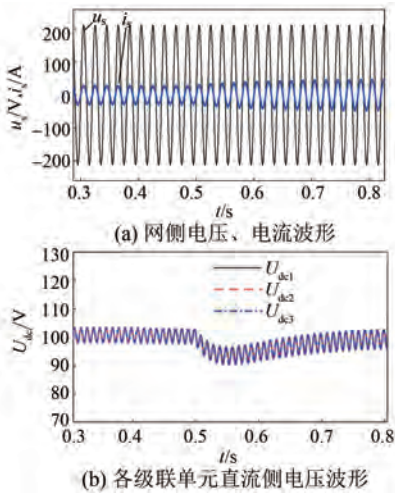


图 7 起动电压控制器时负载投切载时仿真波形

3.2 非理想电网电压下的仿真

在 0.6 s 时,将网侧电压有效值从 150 V 变化为 180 V,仿真结果如图 8 所示。可以看出,虽然网侧电压幅值发生变化,但网侧电压电流仍能够保持同频同相位;直流侧电压产生一个短暂扰动信号,最大电压差为 10 V,系统在电压幅值发生变化时具有良好的动态性能。

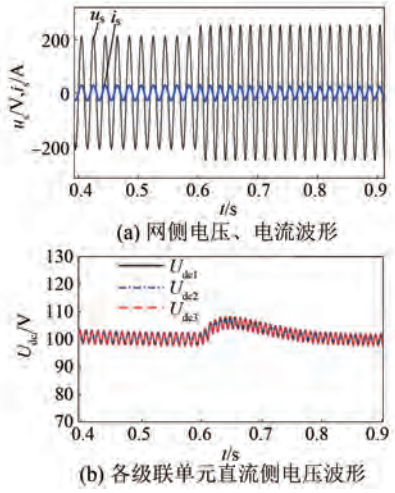


图 8 网侧电压幅值改变时仿真波形

为了验证系统在频率变化时的性能,在 0.6 s 时,将网侧电压频率从 50 Hz 变化为 75 Hz。仿真结果如图 9 所示,可以看出,在频率变化的瞬时,网侧电流变化很小,且很快恢复与电压同频同相位;对应的直流侧电压波形也能迅速达到平衡,说

明该控制策略对于电压频率的变化具有较快的响应速度和平衡能力。

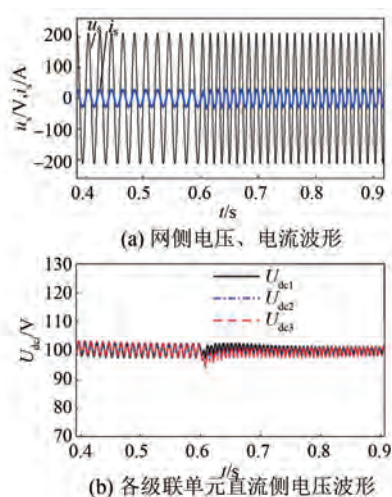


图9 网侧频率发生变化时仿真波形

4 结 语

针对 CHBR 的控制目标,基本控制回路采用无锁相环瞬态直接电流控制,电压平衡控制器采用基于模糊自适应的电压平衡控制策略,并对其有效性进行了验证,得到以下结论:

(1) 在系统工作在非理想电网或负载发生大范围投切载时,该策略可以有效保持网侧电流电压同相位,使系统维持在单位功率因数运行。

(2) 当电网幅值频率波动,或出现负载不均衡时,各单元直流侧电压都能在极短的时间内恢复稳定,且最大电压差小。该策略使系统的稳健性大大提高,降低了运行中的风险几率。

(3) 在实际应用中,通过对模糊规则的修改和对量化因子、比例因子的调整,可以进一步改善 CHBR 的动态工作特性,使之与应用领域的运行状态更加贴合。

【参考文献】

[1] MARCHESONI M, NOVARO R, SAVIO S. AC locomotive conversion systems without heavy transformers: Is it a practicable solution? [C]//2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002.

[2] 朱丽媛,王英. 基于 MATLAB 的级联型高压变频

器的建模与仿真[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(4): 51.

[3] 付钦翔. 基于 LLC 谐振的无工频牵引变压器的交直变换系统研究[D]. 成都:西南交通大学,2015.

[4] 吴国祥,江友华. 级联型多电平高压变频器研究[J]. 电机与控制应用, 2007, 34(1): 34.

[5] ZHAO C, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer——Medium voltage prototype [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(7): 3257.

[6] DRABEK P, PEROUTKA Z, PITTERMANN M, et al. New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 5041.

[7] ZHAO T, WANG G, BHATTACHARYA S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(4): 1523.

[8] MARTIN-ARNEDO J, GONZÁLEZ-MOLINA F, MARTINEZ-VELASCO J A, et al. EMTF model of a bidirectional cascaded multilevel solid state transformer for distribution system studies [J]. Energies, 2017, 10(4): 521.

[9] 余鑫,黄阿琪,赵婷,等. 单相级联多电平变换器中电压平衡控制器耦合效应降低[J]. IEEE 电力电子学报,2012,27(8):3530.

[10] 丁菊霞,李群湛. 单相级联 H 桥整流器无锁相环瞬态直接电流控制[J]. 铁道学报, 2019, 41(1): 43.

[11] 陈旭. 级联 H 桥整流器输出电压平衡控制策略的研究及改进[D]. 南昌:华东交通大学,2020.

[12] 袁义生,陈旭. 级联 H 桥整流器输出电压平衡控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(2): 16.

[13] 宋文胜,陈津辉,刘碧,等. 单相级联 H 桥整流器简化两矢量模型预测功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3751.

[14] 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.

[15] 郑方圆. 二极管钳位型级联单相电力电子变压器控制策略研究[D]. 上海:上海电机学院,2019.

[16] 徐友莲. 开关电源功率因数校正控制算法的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.