

单相级联 H 桥整流器平方电压 反馈控制算法

李延帅, 徐传芳*, 宋阳阳

(大连交通大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 大连 116000)

Square Voltage Feedback Control Algorithm for Single-Phase Cascaded H-Bridge Rectifier

LI Yanshuai, XU Chuanfang*, SONG Yangyang

(School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116000, China)

Abstract: The single-phase cascaded H-bridge rectifier is taken as the object of study, and its control strategy is studied. Firstly, based on the double closed-loop control strategy, the dq feed-forward decoupling model is constructed, and the influence of the virtual AC component on the system is improved by the second-order generalized integral algorithm, the fast and accurate tracking of grid-side current to voltage phase and frequency is realized. Secondly, the traditional voltage balancing control algorithm is improved by defining the power balancing relationship, the output voltage square is taken as the control signal to enhance the adaptive ability of the system and improve the dynamic performance of the system during load switching. Finally, simulations based on MATLAB/Simulink software are performed to verify the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

Key words: single-phase cascade H-bridge rectifier; double closed-loop; square voltage feedback control; dq feed-forward decoupling control

摘要: 以单相级联 H 桥整流器为研究对象, 对其控制策略进行了研究。首先在采用双闭环控制策略的基础上, 构建了 dq 前馈解耦模型, 并通过二阶广义积分算法改善了虚拟交流分量对系统的影响, 实现了网侧电流对电压相位、频率的快速精确追踪。其次, 对传统电压平衡控制算法进行了改进, 通过对功率平衡关系的定义, 将输出电压平方作为控制信号, 增强了系统自适应能力, 提高了系统在投切载时的动态性能。最后, 基于 MATLAB/Simulink 软件进行仿真, 验证了所提策略的正确性和有效性。

关键词: 单相级联 H 桥整流器; 双闭环; 平方电压反馈控制; dq 前馈解耦控制

0 引言

电力电子牵引变压器主要应用于高电压、大功率的实际工况, 为提高系统转换效率、降低开关器件的压力, 无工频级联模块化结构已经成为新的研究热点。单相级联 H 桥整流器 (Cascaded H-Bridge Rectifier, CHBR) 作为无工频变压器的前级, 不仅要为网侧输入端提供高质量的电流波形, 还要对各 H 桥电压的稳定输出提供保障。深入研究单相 CHBR 及其控制策略对新一代无工频牵引变压器的发展具有重要意义^[1-3]。

针对 CHBR 的控制要求, 文献[4]提供了一种间接电流控制策略, 用标准的正弦脉宽调制 (Pulse-Width Modulation, PWM) 控制取代内部迟滞电流反馈环路, 降低了系统的成本, 但是开环控制对参数波动敏感, 动态响应能力差。相对于间接控制^[5-6], 直接电流控制以快速电流反馈控制为特征, 可以获得高品质的电流响应, 主要以比例积分 (Proportional-Integral, PI) 控制^[7-11] 与比例谐振 (Proportional-Resonance, PR) 控制^[12-14] 最为普遍。但对于单相 CHBR 来讲, 仅对主控制回路进行调制, 不足以满足控制需求, 在面对负载差异、电网电压幅值、频率畸变等非理想因素时, 各 H 桥输出电压很难快速响应, 且会产生较大电压差。因此, 文献[15]提出了一种基于模糊 PI 控制的电压平衡策略, 有效减小了 CHBR 负载投切载时的最大不平衡电压, 提高了抗干扰能力, 但控制器精度不高, 且存在较长延迟时间。文献[16]提出了一种无锁相环电压平衡方法, 解决了实际工况中

电流内环采用基于 dq 前馈解耦的 PI 控制方法, 实现对网侧电流指令的无静差追踪; 电压外环采用 PI 调节器, 保证直流电压的稳定输出, 同时将 PI 调节器的输出作为系统网侧的指令电流 i_s^* 。

单相级联 H 桥整流器网侧电压仅有一个相位, 不能通过直接坐标变换实现 dq 矢量控制, 需要构建一个滞后于实际相位“ α ”为 90° 的虚拟交流相位“ β ”。本文采用二阶广义积分 (Second-Order Generalized Integrals, SOGI) 法构建虚拟交流信号, 其结构框图如图 3 所示。

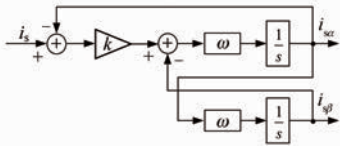


图 3 SOGI 结构框图

Fig. 3 Block diagram of SOGI structure

虚拟交流电流分量 $i_{s\beta}$ 与网侧电流 i_s 之间的传递函数为

$$D_s(s) = \frac{i_{s\beta}}{i_s} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (5)$$

式中: k 为 SOGI 的控制参数, k 越低, 系统对谐波噪声抑制效果越明显, 但同时也会增加响应时间; ω 为网侧电压角频率, 构建的交流信号的频率可随系统运行的状态进行实时动态调整。

结合图 3 所示电路, 根据基尔霍夫电压定律可得:

$$\begin{cases} L_\alpha \frac{di_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - u_{ab\alpha} - i_{s\alpha} R_{s\alpha} \\ L_\beta \frac{di_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - u_{ab\beta} - i_{s\beta} R_{s\beta} \end{cases} \quad (6)$$

$\alpha\beta$ - dq 坐标系之间的变换及其逆变换分别为

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(7)、(8)代入(6), 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_{sd}}{dt} = u_{sd} - u_{abd} - i_{sd} R_s + \omega Li_{sq} \\ L \frac{di_{sq}}{dt} = u_{sq} - u_{abq} - i_{sq} R_s - \omega Li_{sd} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知, 有功和无功电流的动态方程中分

别存在耦合项 ωLi_{sq} 和 $-\omega Li_{sd}$, 可以通过 dq 前馈解耦消除耦合项, 实现对其有功分量和无功分量的独立控制。两电流环具有对称性, 因此取有功电流 i_{sd} 为例进行电流环的设计, 其控制框图如图 4 所示。

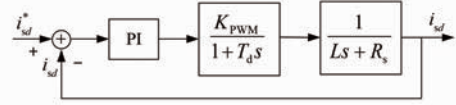


图 4 前馈解耦电流内环控制框图

Fig. 4 Block diagram of the inner loop of the feed-forward decoupling current

图 4 中: PI 模块的传递函数为 $W_{PI}(s) = K_{iP} + K_{iI}/s$; K_{iP} 为 PWM 模块等效增益, 其开环传递函数为

$$H_1(s) = \frac{K_{iI} K_{iP} \left(\frac{K_{iP}}{K_{iI}} s + 1 \right)}{s(Ls + R)(T_d s + 1)} \quad (10)$$

式中: K_{iP} 和 K_{iI} 和分别为电流内环控制中 PI 模块的比例系数和积分系数。

CHBR 电流环的总延时时间 T_d 为

$$T_d = 3T_s/2 \quad (11)$$

式中: T_s 为系统的采样周期。

系统设计为典型 I 型^[18], PI 控制器参数方程如式(12)所示:

$$\begin{cases} K_{iP} = \frac{\omega_c L \sqrt{\omega_c^2 T_d^2 + 1}}{K_{iP} R} \\ K_{iI} = \frac{K_{iP} R}{L} \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω_c 为系统截止频率。

基于电流内环控制基础, 对电压外环进行设计, 控制框图如图 5 所示。其中: $h_1(s)$ 为电流内环的闭环传递函数; d_d 为系统公共有功占空比, 其表达式为

$$d_d = \frac{\sqrt{2} u_s}{\sum_{i=1}^n U_{dci}} \quad (13)$$

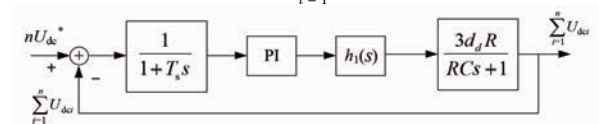


图 5 基于前馈解耦的电压外环控制框图

Fig. 5 Block diagram of voltage outer loop control based on feed-forward decoupling

在系统保持单位功率运行时,电流内环的带宽远大于外环, $h_1(s)$ 可近似等效为 $1^{[19]}$,则电压外环开环传递函数可表示为

$$H_2(s) = \frac{3K_{ul}d_dR\left(\frac{K_{up}}{K_{ul}}s + 1\right)}{s(RCs + 1)(T_s s + 1)} \quad (14)$$

式中: K_{up} 和 K_{ul} 分别为电压外环控制中PI模块的比例系数和积分系数。

系统同样采用典型I型,PI控制器参数方程为

$$\begin{cases} K_{up} = \frac{\omega_c \sqrt{(T_s \omega_c + RC \omega_c)^2 + (1 - T_s RC \omega_c^2)^2}}{9(h^2 + 1)d_d^2 R^2} \\ K_{ul} = \frac{hK_{up}}{\omega_c} \end{cases} \quad (15)$$

但这种直接将调节器作用在 dq 坐标系的设计方式忽略了虚拟正交分量解耦项对系统性能的影响,需要额外设计电压平衡策略进行处理。

3 电压平衡控制策略

为解决CHBR直流侧电容电压不平衡的问题,文献[20]提出了一种传统电压平衡控制器模型,其控制策略框图如图6所示。

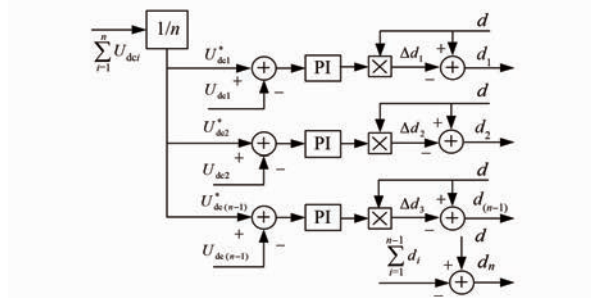


图6 传统电压平衡控制策略框图

Fig. 6 Block diagram of traditional voltage balance control strategy

该模型将直流侧电压之和除以H桥单元数量,得到每个模块的电压期望值 U_{dci}^* ,再与各模块直流侧电压 U_{dci} 做差,形成偏差信号。各级联单元的调制比由式(16)产生。将生成的带有偏差消除信号的调制波送至PWM模块,即可平衡直流侧电压。

$$d_i = d + \Delta d_i \quad (16)$$

李延帅,等:单相级联H桥整流器平方电压反馈控制算法

式中: d 为公共占空比; d_i 和 Δd_i 分别为每个级联单元的占空比和占空比增量。

但整流器的瞬时输入功率具有二倍频脉动的特性,输出电压含有纹波信号,在系统进行大范围投切载时,直流侧会产生较大的电压差,影响系统稳定性。为此,本文基于传统电压平衡控制策略进行改进,提出了一种更符合实际模型的平方电压反馈控制策略,如图7所示。

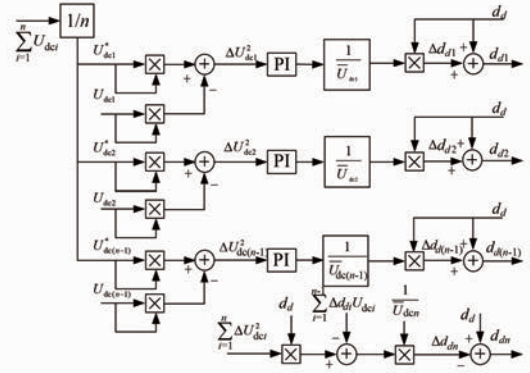


图7 平方电压反馈控制策略框图

Fig. 7 Block diagram of the square voltage feedback control strategy

通过对模型功率平衡关系式的定义,可得到交流侧的瞬时功率 P_{abj} 为

$$P_{abj} = u_{ab} i_s \quad (17)$$

直流侧的瞬时功率 P_{dci} 为

$$P_{dci} = U_{dci} i_{dc} = U_{dci} C_i \frac{dU_{dci}}{dt} + \frac{U_{dci}^2}{R_i} \quad (18)$$

忽略H桥开关器件的功率损耗,根据功率守恒定律,各模块直流侧和交流侧的功率满足:

$$u_{ab} i_s = U_{dci} C_i \frac{dU_{dci}}{dt} + \frac{U_{dci}^2}{R_i} \quad (19)$$

对式(19)进行变换后可得:

$$\frac{dU_{dci}^2}{dt} = \frac{2u_{ab} i_s}{C_i} - 2 \frac{U_{dci}^2}{R_i C_i} \quad (20)$$

由式(20)可知, U_{dci}^2 与电流 i_s 成线性关系,因此将各模块的直流侧电压平方作为控制信号,得到的控制效果将会更加贴近实际控制模型,实现对输出电压的快速跟踪。

结合图7的控制结构及式(20),取电压的偏差信号为

$$U_{dci}^{*2} - U_{dci}^2 = (U_{dci}^* + U_{dci})(U_{dci}^* - U_{dci}) \quad (21)$$

式中: U_{dci}^{*2} 为电压参考值。

由式(21)可知,相较于传统的电压平衡控制器,平方电压反馈控制策略其偏差信号扩大了 $(U_{\text{dci}}^*+U_{\text{dci}})$ 倍,因此,各级电压平衡控制器中PI控制器参数也需要相应扩大 $(U_{\text{dci}}^*+U_{\text{dci}})$ 倍。偏差信号经PI控制器后除以各级平均输出电压 \bar{U}_{dci} 得到 Δd_i ,生成带有偏差消除信号的调制波。

另外,也需考虑电压平衡控制器对 dq 解耦控制器所造成的影响。经过 $\alpha\beta-dq$ 坐标系变换后,CHBR在 dq 坐标系中的动态方程为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{sd}}{dt} = u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} - \sum_{i=1}^n d_{di} U_{\text{dci}} \\ L_s \frac{di_{sq}}{dt} = u_{sq} - R_s i_{sq} + \omega L_s i_{sd} - \sum_{i=1}^n d_{qi} U_{\text{dci}} \end{cases} \quad (22)$$

设 d, q 轴引入电压平衡控制后的耦合项分别为 A_1, A_2 ,其表达式为

$$\begin{cases} A_1 = \sum_{i=1}^n d_{di} U_{\text{dci}} \\ A_2 = \sum_{i=1}^n d_{qi} U_{\text{dci}} \end{cases} \quad (23)$$

A_1, A_2 越接近0,电压平衡控制器对基本 dq 解耦控制器所造成的影响越小。且由于系统保持单位功率因数工况下运行, $\Delta d_{qi} = 0$,能够实现无功功率平衡控制。因此只需对有功占空比进行修正,对其第 N 个模块的占空比进行开环调节,如式(24)所示:

$$\Delta d_{dn} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta U_{\text{dci}}^2 d_{di} - \sum_{i=1}^{n-1} \Delta d_{di} U_{\text{dci}}}{\bar{U}_{\text{dcn}}} \quad (24)$$

式中: \bar{U}_{dcn} 为各级联单元直流侧电压均值。

由于 $(U_{\text{dci}}^*+U_{\text{dci}})$ 是时刻变化的信号,因此其PI控制器参数可随系统的运行状态进行动态调整,当输出电压瞬时值越大,比例环节也相应的越大,可以有效改善系统在大范围投切载时直流侧电压波动,提高系统动态性能。

4 仿真分析

本文基于MATLAB/Simulink软件构建了三级联模块的CHBR仿真模型,仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数表

Tab.1 Simulation parameters table

参数名称	参数值
网侧电压有效值 u_s/V	150
网侧电压频率 f/Hz	50
开关频率 f/kHz	20
等效输入电感 L_s/mH	4.5
各单元直流侧电容 $C_i/\mu F$	470
各单元直流侧负载 R_i/Ω	10
直流侧参考电压 U_{dc}^*/V	100

4.1 与传统电压平衡策略的对比

默认设置电压平衡模块在0.6 s前不作用,在0.5 s时,设置电阻 R_1 不变,将 R_2 和 R_3 分别设置为 8.5Ω 和 7Ω 。图8(a)和8(b)分别为采用传统电压平衡算法和平方反馈电压算法的直流侧电压波形。

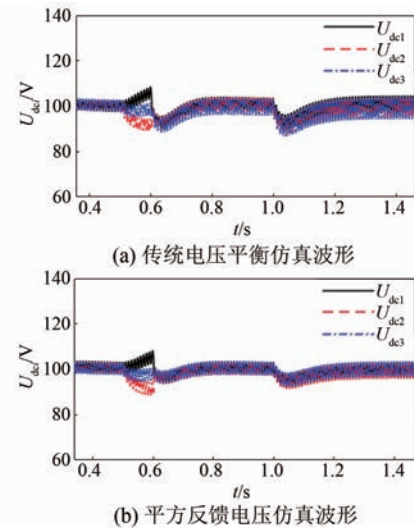


图8 两种电压平衡策略负载变化时仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of two voltage balancing strategies with load variation

由图8可知,在0.5 s负载发生改变时,各级联单元产生了压差;0.6 s时,电压平衡模块起动,两种策略下输出电压经波动后均趋于平衡,采用平方反馈电压控制算法的系统在负载切换时产生电压差更小。在1 s时,将 R_1, R_2 和 R_3 分别设置为 $8.5 \Omega, 7 \Omega$ 和 5.5Ω ,可以观察到采用平方反馈电压控制的系统在负载切换时,产生的波形压差较小。而且在整个仿真过程中,平方反馈电压控制系统电压波动更平缓,具有更好的静态特性。综上可得,相较于传统电压平衡方法,平方反馈电压控制算法在负载投切载时具有更好的动态和稳

态性能。

4.2 系统负载不平衡时的仿真实证

在 0.6 s 时,设置电阻 R_1 不变,将 R_2 和 R_3 分别设置为 9Ω 和 8Ω ;在 1.1 s 时,设置 R_2 和 R_3 分别为 11.5Ω 和 13Ω ;在 1.6 s 时, R_1 、 R_2 和 R_3 均恢复为 10Ω 。负载投切载时仿真波形如图 9 所示。

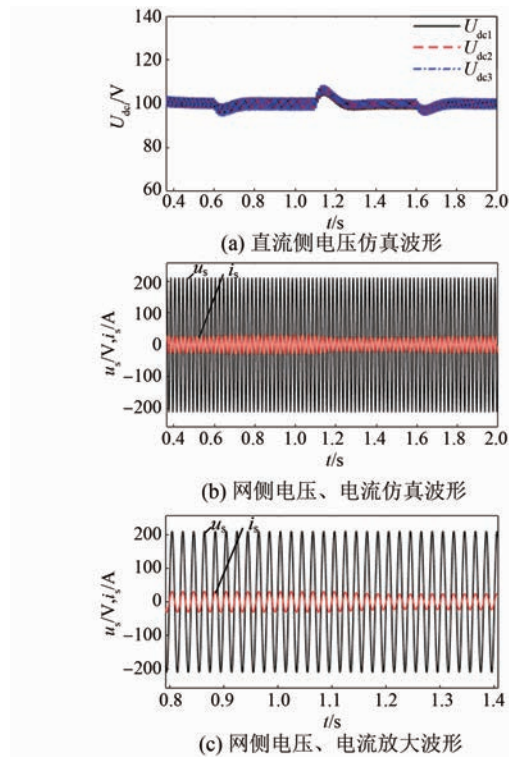


图 9 负载投切载时仿真波形

Fig. 9 Simulated waveform during load switching loading

虽然负载不平衡,但从图 9(a) 和 (b) 中可以看出,系统直流侧电压面对扰动时,具有较快的响应速度和抗扰能力;网侧电压、电流波形同相位,实现了单位因数控制。由图 9(c) 所示的网侧波形放大图可见网侧电压、电流在切换时也能平滑过渡,保持同频同相位,无畸变信号。仿真结果表明该方法能很好地应对负载不平衡的现象。

4.3 系统工作在非理想电网时的仿真实证

设置网侧电压在 0.6 s 时幅值提升 20%, 升高至 250 V;在 1.1 s 时,电压频率改变至 60 Hz;在 1.6 s 时,电压幅值和频率均恢复正常,仿真波形如图 10 所示。

由图 10 可知,在网侧电压幅值、相位发生变

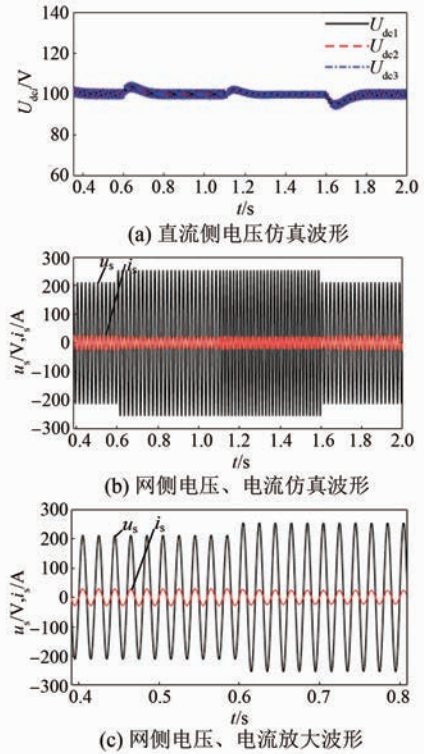


图 10 电压幅值、频率发生改变时仿真波形

Fig. 10 Simulated waveform when voltage amplitude and frequency change

化时,直流侧电压在经过短暂扰动后,能够迅速恢复平衡;网侧电流能始终追踪电压相位变化,在系统切换时也能够平稳过渡。进一步对网侧波形进行放大,如图 10(c) 所示,可见在 0.6 s 时,电压、电流幅值发生改变,但仍保持同频同相位,正弦度良好。仿真结果表明在电压幅值、频率改变时,该方法能够有效减小电压平衡响应时间,维持直流侧电压恒定,保持系统单位功率运转。

5 结语

本文以单相级联 H 桥整流器为研究对象,主控制模块采用电流电压双闭环策略,在基于 dq 前馈解耦的 PI 控制的方法上,加入二阶广义积分算法,构建虚拟交流分量。电压平衡模块采用直流侧电压平方作为控制信号,并针对有功占空比对解耦项设置了开环调节。通过仿真,验证了所提策略的有效性,得到如下结论:

(1) 相较于传统电压平衡控制算法,在负载投切载时,平方电压反馈控制算法在平衡直流侧

电压。降低扰动时的电压差以及缩短平衡恢复时间方面具有显著的优越性。

(2) 在电网幅值、频率波动, 或负载不平衡时, 所提策略具有良好的动态性能。一方面表现为网侧输入端能够保持单位功率运转, 在切换时电压、电流也能完成平滑过渡; 另一方面, 各单元直流电压面对扰动具有极快的响应速度, 产生的波动电压差较小, 降低了在实际工况下的运行风险。

参考文献

- [1] 崔镜宇, 王静. 基于级联 H 桥整流器的双闭环解耦控制策略研究[J]. 智能计算机与应用, 2022, 12(10): 136-143.
CUI J Y, WANG J. Research on double closed loop decoupling control strategy based on cascaded H-bridge rectifier [J]. Intelligent Computer and Applications, 2022, 12(10): 136-143.
- [2] 刘强. 单相级联 H 桥整流器电压均衡与有源功率解耦控制[D]. 济南: 山东大学, 2019.
LIU Q. Voltage balancing and active power decoupling control of single-phase cascaded H-bridge rectifier [D]. Ji'nan: Shandong University, 2019.
- [3] 郑征, 李秋思, 乔美英. 新型解耦控制的级联型整流器控制策略[J]. 电源学报, 2018, 16(5): 1-8.
ZHENG Z, LI Q S, QIAO M Y. Control strategy for cascaded rectifier based on novel decoupling control [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(5): 1-8.
- [4] 陈志强, 张蕊萍. 电压型 PWM 整流器电流控制策略研究[J]. 自动化仪表, 2013, 34(7): 16-18.
CHEN Z Q, ZHANG R P. Research on current control strategies of voltage source PWM rectifier [J]. Process Automation Instrumentation, 2013, 34(7): 16-18.
- [5] 吴奎华, 李玉玲, 林平, 等. 基于间接电流控制的电流型 PWM 整流器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2008, 20(3): 62-65.
WU K H, LI Y L, LIN P, et al. Current source PWM rectifier based on indirect current control [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2008, 20(3): 62-65.
- [6] 王森, 张谢天, 万鹏. 一种无过渡过程的 PWM 整流器间接电流控制[J]. 机电设备, 2020, 37(3): 49-52+64.
WANG S, ZHANG X T, WAN P. Indirect current control of PWM rectifier without transition process [J]. Mechanical & Electrical Engineering Magazine, 2020, 37(3): 49-52+64.
- [7] 张承畅, 罗建昌, 张华誉, 等. 基于滑模电压控制的级联 H 桥整流器研究[J]. 电气传动, 2018, 48(11): 34-38.
ZHANG C C, LUO J C, ZHANG H Y, et al. Research on cascaded H-bridge rectifier based on sliding mode voltage control [J]. Electric Drive, 2018, 48(11): 34-38.
- [8] 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.
TAO X H, LI Y D, SUN M. A novel DC-link voltages balancing control method for cascaded H-Bridge rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 85-90.
- [9] SARITHA B, JANAKIRAMAN P A. Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a DC-link current sensor and a curve-fitting observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2657-2664.
- [10] ROSHAN A. A dq rotating frame controller for single phase full-bridge inverters used in small distributed generation systems [D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
- [11] 相里燕妮, 杨春宇, 高闯, 等. 高速动车组大功率多重化四象限整流器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(6): 19-23.
XIANGLI Y N, YANG C Y, GAO C, et al. Control method of high-power multiplexed four-quadrant pulse rectifier for high-speed EMU [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(6): 19-23.
- [12] 卢绍群. 基于预测 PI 的级联 H 桥整流器准比例谐振控制研究[J]. 科技创新与应用, 2020, 22: 25-27.
LU S Q. Research on quasi-proportional resonant control of cascaded H-bridge rectifier based on predicted PI [J]. Technology Innovation and Application, 2020, 22: 25-27.
- [13] 王剑, 郑琼林, 高吉磊. 基于根轨迹法的单相 PWM 整流器比例-谐振电流调节器设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 251-256.
WANG J, ZHENG Q L, GAO J L. Design of current proportional-resonant regulator for single-phase PWM rectifier based on root-locus method [J].

- Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(9): 251-256.
- [14] 唐剑飞, 聂子玲, 许杰, 等. 基于 DSC 整流器和双闭环 PR 逆变器的模块化中频静变电源[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 77-83.
TANG J F, NIE Z L, XU J, et al. Modular medium frequency static power supply based on DSC rectifier and double closed loop PR inverter [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(10): 77-83.
- [15] 袁义生, 陈旭, 兰梦罗. 级联 H 桥整流器输出电压平衡模糊 PI 控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(11): 116-122.
YUAN Y S, CHEN X, LAN M L. Fuzzy PI control strategy for output voltage balance of cascaded H-bridge rectifier [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(11): 116-122.
- [16] 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): 43-49.
DING J X, LI Q Z. Single-phase cascaded H-bridge rectifier without phase-locked loop transient direct current control [J]. Journal of the China Railway Society, 2019, 41(1): 43-49.
- [17] 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): 16-19.
YUAN Y S, CHEN X. Research on output voltage balance control strategy of cascaded H-bridge rectifier [J]. Power Electronics, 2020, 54(2): 16-19.
- [18] 高国燊, 余文杰, 彭康拥, 等. 自动控制原理[M]. 广州: 华南理工大学出版社, 2005.
GAO G S, YU W Y, PENG K Y, et al. Automatic control principle [M]. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2005.
- [19] 刘林海. 级联 H 桥整流器的控制策略研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2016.
LIU L H. Research on control strategy of cascaded H-bridge rectifier [D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2016.
- [20] SHE X, HUANG A Q, ZHAO T F, et al. Coupling effect reduction of a voltage-balancing controller in single-phase cascaded multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3530-3543.

收稿日期:2023-08-03

收到修改稿日期:2023-10-09

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技术,812970867@qq.com;

*通信作者: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,列车运行控制,xuchuanfang@126.com。

Square Voltage Feedback Control Algorithm for Single-Phase Cascaded H-Bridge Rectifier

LI Yanshuai, XU Chuanfang*, SONG Yangyang

(School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116000, China)

Key words: single-phase cascade H-bridge rectifier; double closed-loop; square voltage feedback control; dq feed-forward decoupling control

Power electronic traction transformer is mainly used in high voltage, high power actual working conditions. In order to improve the conversion efficiency of the system and reduce the pressure of switching devices, the non-power frequency cascade modular structure has become a new research hotspot. As the precursor stage of the non-power frequency transformer, the single-phase cascaded H-bridge rectifier (CHBR) not only has to provide a high-quality current waveform for the grid-side input, but also has to provide a guarantee for the stabilized output of each H-bridge voltage. The in-depth study of CHBR is of great significance to the development of a new generation of non-power frequency traction transformers.

In this paper, the single-phase cascaded H-bridge rectifier is taken as the research object, the main circuit, control strategy and output voltage control of each H-bridge of the single-phase CHBR are investigated from both theoretical and simulation perspectives. The basic control loop adopts PI control based on dq feed-forward decoupling, and uses the second-order generalized integral algorithm to construct the virtual AC phase, which not only has good harmonic suppression capability, but also can quickly extract the fundamental component of the signal, effectively improving the tracking capability of grid-side current to voltage. In addition, through the derivation of the power balance relationship, the output voltage squared is used as the control signal, and its parameters can be adjusted in real time with the

operating state of the system, which effectively reduces the maximum unbalanced voltage difference of the output voltage in the face of disturbance, and has a very good dynamic response and steady-state performance. Finally, a simulation model of the H-bridge rectifier with single-phase three-cascade unit is constructed, and the simulation results verify the effectiveness of the proposed strategy.

The single-phase cascaded H-bridge rectifier model is shown in Fig.1, the main control module adopts the current and voltage double closed-loop strategy, and adds a second-order generalized integral algorithm to construct a virtual AC component on the PI control method based on feed-forward decoupling. The voltage balancing module redefines the power balance relationship of the system, uses the DC side voltage square as the control signal, and sets up open-loop regulation for the decoupling term of the active duty cycle. The effectiveness of the method is verified by simulation.

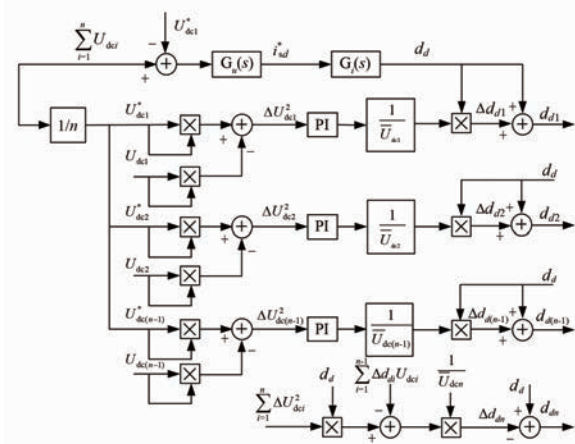


Fig. 1 CHBR control block diagram