

基于功率控制的级联SST整流均压策略研究

缪卫东,李俊,孙晓通

(南京工业大学 电气工程与控制科学学院,江苏 南京 211816)

摘要:级联固态变压器能突破单个开关管耐压的局限性,提高系统的电压等级,在电能转换和输电方面应用前景广泛。针对其整流级各个模块因负载差异引起的直流侧电压失衡问题,通过虚拟正交变换,构造系统在旋转坐标系下的离散模型,实现系统的直接功率控制,求取各H桥共同的有功、无功占空比。同时分析了引起电压失衡的原因,提出了在共同占空比的基础上,各模块叠加各自的有功占空比补偿值,生成各自的调制波,再经过载波移相调制达到均压目的的策略。最后通过仿真和实验平台的搭建,验证了所提控制策略的可行性和有效性。

关键词:固态变压器;均压;直接功率控制;载波移相

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20339

Research on Voltage Balance Control Strategy of Cascaded SST Rectifier Based on Power Control

MIAO Weidong, LI Jun, SUN Xiaotong

(College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University,
Nanjing 211816, Jiangsu, China)

Abstract: Cascaded solid-state transformer (SST) can overcome the limitations of single switching device withstand voltage, and improve the voltage level of the system, so it has broad application prospects in power conversion and transmission. Aiming at the DC-side voltage imbalance caused by the load difference of each module in the cascade rectifier stage, the system's discrete model in the rotating coordinate system was constructed by virtual orthogonal transformation to realize the direct power control of the system, the common active and reactive duty cycles to each H-bridge were got. The essence of the voltage imbalance in this system was also analyzed. It was proposed that each module superimposes its own active duty cycle compensation values on the basis of the common duty cycle to generate the respective modulated waves, and voltage balance can be achieved after carrier phase shift modulation. Finally, the simulation model and platform were built to verify the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: solid-state transformer (SST); voltage balance; direct power control; carrier phase shift

常规电力变压器的发展往往受限于体积、质量以及电能转化质量低等缺点。而固态变压器(solid-state transformer, SST)具有体积小、重量轻、无污染的优点,而且相较于传统变压器, SST 能实现电压、电流及功率的灵活控制,这对改善电能质量有重大意义^[1-3],在电能转换和输电方面有非常广泛的用途。模块化多电平固态变压器主要应用于高电压场合,它采用多个整流桥级联的方式,能够提高系统的耐压能力,而且使得系

统交流侧输入电压呈多电平。较单个整流桥的交流侧电压,级联整流器的输入电压正弦度更高,这样可减少输入电流的谐波,从而减小滤波电感的体积^[4-5]。但由于各整流模块的器件差异、控制方式不同以及负载不平衡等因素,有可能造成各个整流模块的输出直流侧电压不平衡。倘若系统长时间工作在电压不平衡的状态下,可能会导致电容损坏^[6]。针对这种由于模块差异造成的直流侧电压不平衡问题,近几年,学者们提出

作者简介:缪卫东(1994—),男,硕士研究生,Email:1543518332@qq.com

通讯作者:李俊(1972—),男,博士,副教授,Email:j262402@163.com

了几种主要的均压策略。文献[7]提出了一种3D空间调制算法,但是该算法极其复杂,适用性差;文献[8]提出了一种基于硬件电路的自平衡均压策略,不过该控制策略的电路结构较为复杂,不易实现。

本文基于整流桥直接功率控制策略,从功率守恒角度分析了导致直流侧电压不平衡的原因,并且建立了系统离散模型,引入了电压平衡控制器,成功解决了因负载差异引起的输出电压不平衡问题。最终通过仿真与实验平台,验证了该均压控制策略的有效性。

1 级联整流桥数学模型

图1为典型三级式级联固态变压器结构图。

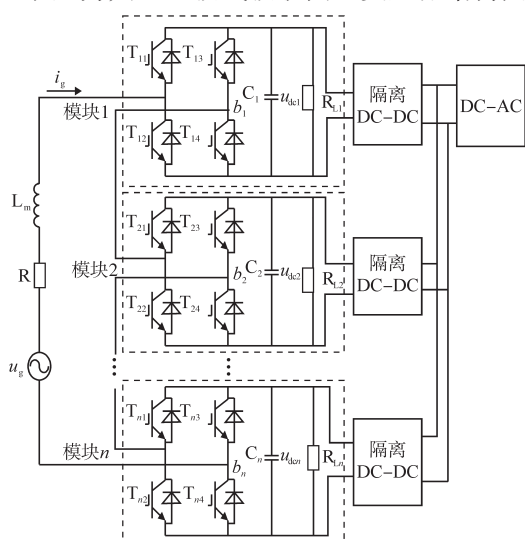


图1 级联固态变压器结构图

Fig.1 Cascaded solid-state transformer structure diagram

定义级联整流桥的开关周期函数为

$$S_i = S_{i1} - S_{i3} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

式中: S_{i1}, S_{i3} 分别为系统第*i*个整流模块开关管 T_{i1} 与 T_{i3} 的开关状态,当状态取0时开关管关断,当状态取1时开关管开通; S_i 为第*i*个整流模块的开关周期函数。

当 T_{i1} 与 T_{i4} 同时导通时, $S_i=1, u_{aibi} = u_{dci}$;当 T_{i2} 与 T_{i3} 同时导通时, $S_i=-1, u_{aibi} = -u_{dci}$;当 T_{i1} 与 T_{i3} 同时导通或 T_{i2} 与 T_{i4} 同时导通时, $S_i=0, u_{aibi} = 0$ 。可得级联H桥交流侧的输入电压为

$$u_{aibi} = S_i u_{dci} \quad (2)$$

式中: u_{aibi} 为第*i*个整流模块的输入侧电压; u_{dci} 为第*i*个模块的输出直流电压。

在系统运行期间,开关周期函数 S_i 始终在-1, 0, 1之间变化,但在极短的单个开关周期内,输入

交流侧电压与输出直流电压视为保持恒定,所以 S_i 也可视为恒定。由此引入开关周期平均化模型,将开关周期函数 S_i 作平均化处理得到开关周期等效占空比 d_i 。可得状态方程为

$$\begin{cases} L_m \frac{di_g}{dt} = u_g - i_g R - \sum_{i=1}^n d_i u_{dci} \\ C_i \frac{du_{dci}}{dt} = d_i i_g - \frac{u_{dci}}{R_{Li}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: d_i 为经过平均化后的第*i*个整流桥的等效占空比; R 为网侧等效电阻; L_m 为升压滤波电感; C_i 为各模块输出侧电容; R_{Li} 为各整模块等效负载电阻; u_g 为网侧电压; i_g 为网侧电流。

采用传统的比例-积分(proportion-integration, PI)控制不能对交流量实现有效的无静差调节;比例-谐振(proportion-resonant, PR)控制可以有效跟踪谐振频率的交流信号,但带宽非常窄,系统抗扰动能力非常弱。本文采用虚拟正交变换的方法把被控的交流量分为2组直流分量,再分别把这2组直流信号通过PI控制器以实现交流量的无静差调节。

图2为虚拟正交变换示意图,其中, ω 为旋转角频率, θ 为静止坐标与旋转坐标的相位差。

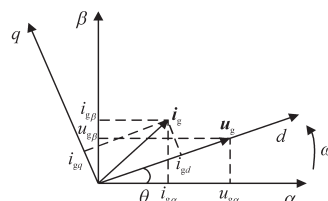


图2 虚拟正交变换示意图

Fig.2 Diagram of virtual orthogonal transformation

本文中 choice 采用二阶广义积分(second-order generalized integral, SOGI)的方法构造虚拟网侧电压和电流,如图3所示。

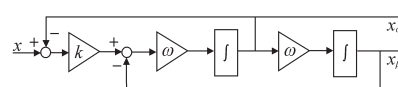


图3 SOGI原理图

Fig.3 Schematic diagram of the SOGI

图3中,网侧电压和电流 x 作为输入信号经过二阶广义积分之后,输出2组信号 x_α 和 x_β ,其中, x_α 与输入信号 x 同频率同相位; x_β 与输入信号 x 同频率,相位滞后 x_α 90°。由此得到1组相互正交的网侧电压和网侧电流。

实际的网侧电压和电流与构造的虚拟电压和电流构成两相静止 α - β 坐标系,由此可得系统在两相静止坐标系下的状态方程为

$$\begin{cases} L_m \frac{di_\alpha}{dt} = u_\alpha - i_\alpha R - \sum_{i=1}^n d_{ai} u_{dci} \\ L_m \frac{di_\beta}{dt} = u_\beta - i_\beta R - \sum_{i=1}^n d_{\beta i} u_{dci} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 分别为网侧电压和网侧电流在两相静止坐标系中 α, β 轴上的分量; $d_{ai}, d_{\beta i}$ 为第 i 个整流桥占空比在 α, β 轴的分量。

经 park 变换后, 系统在旋转坐标系中的状态方程为

$$\begin{cases} L_m \frac{di_d}{dt} = u_d - i_d R + i_q \omega L_m - \sum_{i=1}^n d_{di} u_{dci} \\ L_m \frac{di_q}{dt} = u_q - i_q R - i_d \omega L_m - \sum_{i=1}^n d_{qi} u_{dci} \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为网侧电压和网侧电流在两相旋转坐标中 d, q 轴上的分量; d_{di}, d_{qi} 分别为第 i 个整流桥占空比在 d, q 轴的分量。

2 离散化直接功率控制策略

根据文献[9]可知, 在旋转坐标系中, 系统的瞬时有功功率 p 和无功功率 q 的表达式为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d & u_q \\ u_q & -u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

则系统的有功功率 P 和无功功率 Q 表达式为

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

将功率离散化, 得到在 1 个采样周期 T 内, 有功与无功的变化率为

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

式中: $P(k), Q(k)$ 分别为系统有功功率、无功功率在离散模型下 k 时刻的瞬时值; $u_d(k), u_q(k), i_d(k), i_q(k)$ 分别为 u_d, u_q, i_d, i_q 在离散模型下 k 时刻的瞬时值; 带有 $(k+1)$ 则表示以上各参数在 $(k+1)$ 时刻的瞬时值。

由于采样周期短, 网侧电压在单个采样周期内可视为恒定的, 式(8)可简化为

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

将式(5)离散化处理, 得到在 1 个开关周期 T 内, 系统状态方程为

$$\begin{cases} i_d(k+1) - i_d(k) = \frac{T}{L_m} [u_d(k) - i_d(k)R + \omega L_i q(k) - \sum_{i=1}^n d_{di}(k)u_{dci}] \\ i_q(k+1) - i_q(k) = \frac{T}{L_m} [u_q(k) - i_q(k)R - \omega L_i d(k) - \sum_{i=1}^n d_{qi}(k)u_{dci}] \end{cases} \quad (10)$$

假设一个 n 模块级联的系统处于稳态, 且各整流器直流侧电压处于平衡状态。令各模块共同占空比为 d , 分别取 d_d 和 d_q 为各模块有功、无功占空比, 平衡状态下的单个模块直流侧参考电压为 u_{ref} , 则有:

$$\begin{cases} i_d(k+1) - i_d(k) = \frac{T}{L_m} [u_d(k) - i_d(k)R + \omega L_i q(k) - n d_d(k)u_{ref}] \\ i_q(k+1) - i_q(k) = \frac{T}{L_m} [u_q(k) - i_q(k)R - \omega L_i d(k) - n d_q(k)u_{ref}] \end{cases} \quad (11)$$

要实现直接功率控制, 需要保证在单个控制周期结束后, 系统的功率达到给定值, 即

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k)_{ref} \\ Q(k+1) = Q(k)_{ref} \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)和式(9)代入到式(11)中, 得到各个模块的共同有功占空比 d_d 和无功占空比 d_q 在离散模型下的表达式为

$$\begin{bmatrix} d_d(k) \\ d_q(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{n u_{ref}} \begin{bmatrix} u_d(k) + \omega L_m i_q(k) - i_d R \\ u_q(k) - \omega L_m i_d(k) - i_q R \end{bmatrix} - \frac{2 L_m}{n T (u_d^2 + u_q^2) u_{ref}} \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \\ u_q(k) & -u_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(k)_{ref} - P(k) \\ Q(k)_{ref} - Q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

要实现整个系统单位功率运行, 需要无功功率参考值 $Q(k)_{ref}$ 恒为零。

如图 4 所示, 用电压外环经 PI 调节器的输出值与输出直流电压的乘积作为系统有功功率参考值 $P(k)_{ref}$ 。

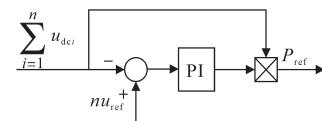


图4 有功功率参考值示意图
Fig.4 Active power reference value diagram

利用线性估计的方法得到 $(k+1)$ 时刻的有功功率参考值:

$$P(k+1)_{ref} - P(k)_{ref} = P(k)_{ref} - P(k-1)_{ref} \quad (14)$$

3 电压平衡控制器设计

由于系统在单位功率因数下运行,根据功率守恒定理,暂且忽略开关损耗。每一组整流H桥交流侧的输入功率与直流侧输出功率相等,假设第*i*个整流桥的输入有功功率为 $P_i(i)$,输出有功功率为 $P_o(i)$ (其中 $i=1,2,\dots,n$)。则有 $P_i(i)=P_o(i)$ 。根据瞬时功率守恒理论:

$$u_{dci} = \frac{1}{2} i_s R_{Li} d_{di} \quad (15)$$

式中: i_s 为网侧输入电流。

由式(15)得出:当各整流模块的负载等效电阻 R_{Li} 不同时,要想保持住各模块的输出电压平衡,只能通过调节各个模块的有功占空比 d_{di} ,即在原有的平均有功占空比 d_d 的基础上加减一个补偿值 Δd_i (其中 $i=1,2,\dots,n$),即 $d_{di} = d_d + \Delta d_i$ 。图5为调制波矢量补偿示意图。根据整流H桥线性调制理论,交流侧输入电压与调制波同相位并且成线性关系。因此,调节调制波矢量在*d*轴的分量大小就可实现对输入的有功功率进行重新分配,从而完成各模块均压的目标。

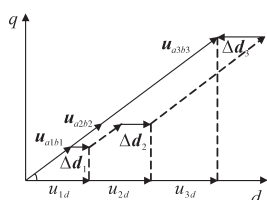


图5 调制波矢量补偿示意图

Fig.5 Modulated wave vector compensation diagram

假设在平衡状态下,各模块的输出电压参考值均为 u_{ref} ,将第1个模块实际输出电压 u_{dc1} 与输出参考值的差值经过PI调节器,产生第1个模块的占空比补偿值 Δd_1 ;将第2个模块实际输出电压 u_{dc2} 与输出参考值的差值经过PI调节器,产生第2个模块的占空比补偿值 Δd_2 ;以同样的方法,得到前*n*-1个模块的占空比补偿值,图6为该电压平衡控制器示意图。

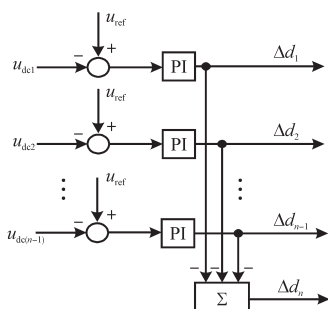


图6 电压平衡控制示意图

Fig.6 Voltage balance control diagram

根据电压保持不变的原则^[10],各模块的有功占空比补偿值之和为0,即 $\sum_{i=1}^n \Delta d_i = 0$,则可以得到第*n*个整流模块的有功占空比补偿值为

$$\Delta d_n = -\sum_{i=1}^{n-1} \Delta d_i \quad (16)$$

在离散条件下,根据直接功率控制理论,由式(13)可计算出各整流模块共同的有功占空比 $d_d(k)$ 和无功占空比 $d_q(k)$;通过上述的电压平衡器,产生各个整流模块有功占空比补偿量 $\Delta d_i(k)$ 。将各个整流模块的共同有功占空比 $d_d(k)$ 与各模块有功占空比补偿量 $\Delta d_i(k)$ 叠加,重新构造第*i*个整流桥模块所需要的实时有功占空比 $d_{di}(k)$,再经过Park反变换得到各个整流器模块的实际占空比 d_i 。最后通过载波移相调制技术,获得各开关管的驱动信号,使得各模块的输出电压重新达到平衡。图7为系统整体控制图。

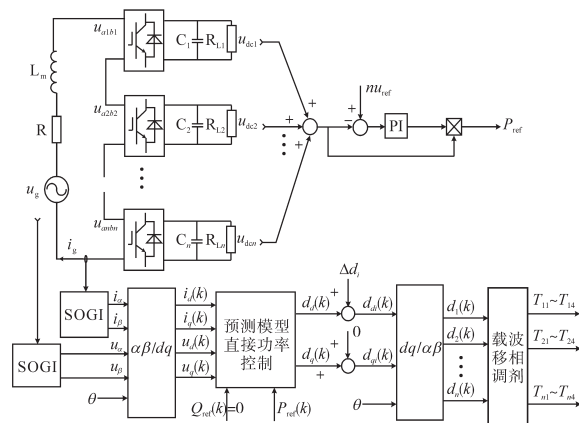


图7 系统控制图

Fig.7 Diagram of system control

4 仿真与实验验证

为验证本文提出的电压平衡控制策略的可行性和有效性,采用电力系统仿真软件PSCAD/EMTDC搭建了三模块级联固态变压器整流级的仿真模型,仿真电路参数为:交流侧滤波电感5 mH,直流侧电容1 500 μ F,切载前各模块负载电阻100 Ω ,切载后模块1的负载电阻70 Ω ,切载后模块2的负载电阻100 Ω ,切载后模块3的负载电阻130 Ω 。由于网侧线路和开关管等效电阻较小,除增加系统功率损耗外,对系统均压与单位功率因数的实现并无影响,实验中暂且忽略。输入为220 V/50 Hz交流电,目标输出直流电压为390 V。在 $t=3$ s的时刻切换负载,造成系统各模块的输出电压不平衡,分别记录在直接功率控制

下,加入均压控制策略和不加均压控制策略的波形图。

当三模块级联系统处于稳态,交流侧输入电压呈现清晰的7电平,如图8所示。控制无功功率为零,系统处于单位功率因数状态。仿真中将网侧电流放大200倍,以方便观察,图9为网侧电压与电流仿真波形。

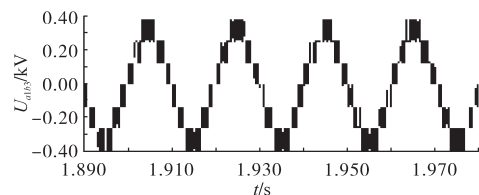


图8 交流侧输入电压波形图

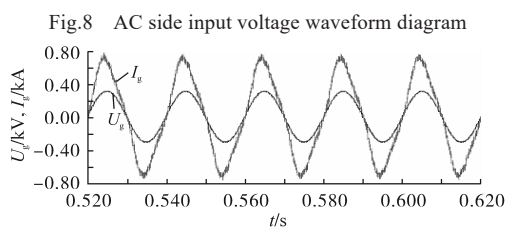
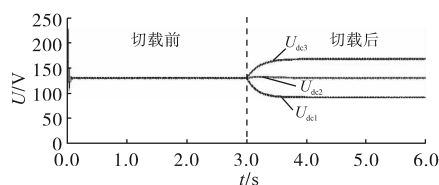


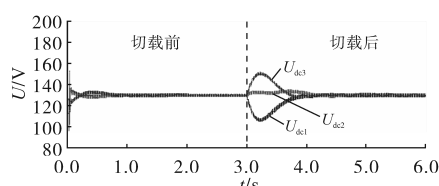
图9 网侧电压、网侧电流波形图

Fig.9 Grid side voltage, grid side current waveforms diagram

图10为切载前后直流侧输出电压仿真波形图。图10a为未加均压控制的仿真波形;图10b为加入均压控制的波形。



(a)未加均压控制



(b)加均压控制

图10 切载前后直流侧输出电压仿真图

Fig.10 Simulation diagram of DC side output voltage before and after cutting

通过对比图10a与图10b可以得出:当单独对系统采用直接功率控制而不加任何均压控制策略时,各模块负载相同时,各模块的直流侧电压处于平衡状态130 V附近,当负载电阻不平衡,各模块的直流侧电压也会不平衡,并且一直维持不平衡状态。模块1随着负载电阻的减小,电压下降到92 V,模块3随着负载电阻的增大,电压上升到168 V,严重偏离设定的电压参考值并维持

不变,无法实现有效均压。加入均压控制策略后,模块1随着负载电阻的减小,输出电压先下降后逐渐回升,模块3随着负载电阻的增大,输出电压先上升后逐渐减小,大约0.8 s后,系统进入稳态,3模块电压稳定到参考电压130 V。

通过对比2组仿真结果可以得出,三模块级联整流器在直接功率控制下加入均压控制策略可以有效解决直流侧因负载不平衡引起的电压失衡问题。

为了验证所提控制策略的有效性,搭建1台三模块级联的小功率样机。控制输入交流电压幅值为50 V,频率50 Hz;直流侧输出为90 V;三模块的负载电阻分别为:50 Ω ,100 Ω 和300 Ω 。

实验中,先单独对该级联整流器施加直接功率控制,待系统达到稳态后,在某一时刻加入文中所提的均压控制策略。观察示波器波形,如图11所示。

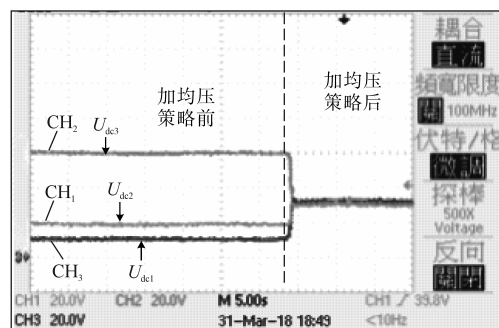


图11 实验波形图

Fig.11 Experimental waveforms diagram

从实验波形图可以得出:在直接功率控制下,未加入均压策略之前,由于负载的不平衡,级联的3个模块的输出电压能够保持恒定,但不能达到平衡状态。当加入了本文的均压控制策略后,各模块输出电压在0.7 s后均达到预设的参考电压值,并保持稳定。实验也证明了本文控制策略的有效性。

5 结论

为了解决级联固态变压器整流级各个模块因负载不平衡引起的直流侧电压失衡问题,本文通过虚拟正交变换,在 $d-q$ 旋转坐标系下,构造系统的离散模型,对系统进行直接功率控制,得到各个模块共同的有功、无功占空比,并从功率守恒角度深入分析了引起电压失衡的本质,提出了在共同占空比的基础上,各个模块叠加各自的有功占空比补偿值,生成各自的调制波,最后通过

载波移相控制,达到均压的目的。通过仿真和实验平台的搭建,验证了本文所提出的控制策略的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 李子欣,高范强,赵聪,等.电力电子变压器技术研究综述[J].中国电机工程学报,2018,38(5):1274-1289.
- [2] She Xu, Huang A Q, Burgos R. Review of Solid-state Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013,1(3):186-198.
- [3] Wang J, Huang A Q, Sung W, *et al.* Smart Grid Technologies [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2009,3(2):16-23.
- [4] 韩继业,李勇,曹一家,等.基于模块化多电平型固态变压器的新型直流微网架构及其控制策略[J].电网技术,2016,40(3):733-740.
- [5] Shi Jianjiang, Gou Wei, Yuan Hao, *et al.* Research on Voltage and Power Balance Control for Cascaded Modular Solid-state Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(4):1154-1166.
- [6] Costa L F, Buticchi G, Liserre M. Quad-active-bridge DC-DC Converter as Cross-link for Medium-voltage Modular Inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017,53(2):1243-1253.
- [7] She X, Huang A Q, Wang G. 3-D Space Modulation with Voltage Balancing Capability for a Cascaded Seven-level Converter in a Solid-state Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(12):3778-3789.
- [8] Shah D, Crow M L. Online Volt-var Control for Distribution Systems with Solid-state Transformers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016,31(1):343-350.
- [9] Monfared M, Sanatkar M, Golestan S. Direct Active and Reactive Power Control of Single-phase Grid-tie Converters[J]. IET Power Electronics, 2012,5(8):1544-1550.
- [10] 孙晓通,李俊,王其斌.一种级联固态变压器整流级均压控制策略研究[J].电子器件,2018,41(4):912-916.

收稿日期:2019-05-30

修改稿日期:2019-07-10