

# 基于柔性配电网级联 H 桥固态变压器电压与功率均衡控制策略

卢林煜<sup>1</sup>, 王鲁杨<sup>1</sup>, 恽东军<sup>2</sup>, 许学儒<sup>3</sup>, 陈超<sup>4</sup>

(1. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090; 2. 大唐淮北发电厂, 安徽 淮北 235000;

3. 广东电网有限责任公司汕尾供电局, 广东 汕尾 516600; 4. 国网重庆市电力公司大足区供电分公司, 重庆 402360)

**摘要:** 固态变压器(SST)是能源互联网中配电网的核心设备,对电力网络能量流主动控制。提出一种级联 H 桥(CHB)型 SST 的新型电压与功率均衡控制策略,并阐述其作用机理。首先,针对输入级 CHB 直流侧电压不平衡问题,提出利用有功和无功占空比同时修正的电压与无功均衡控制策略。该方法不但消除了平衡控制器和系统控制器之间的耦合效应,而且 CHB 各电容电压和无功达到平衡状态。其次,利用输入级有功占空比分量作为隔离级功率均衡控制的反馈量,并对其进行修正以解决因参数差异导致各双有源全桥 DC-DC 变换器,传递功率不均衡问题。此外,综合分析前后级控制器的协调控制以提高系统的瞬态性能。最后,通过仿真验证了该控制策略的可行性与有效性。

**关键词:** 固态变压器;配电网;级联 H 桥;电压平衡;双有源全桥 DC-DC 变换器

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.01.017 中图分类号:TM72 文章编号:1673-9140(2021)01-0152-08

## Research on voltage and power balance control strategy of cascaded H-bridge solid state transformer based on flexible distribution networks

LU Linyu<sup>1</sup>, WANG Luyang<sup>1</sup>, YUN Dongjun<sup>2</sup>, XU Xueru<sup>3</sup>, CHEN Chao<sup>4</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electrical Power, Shanghai 20090, China; 2. Datang Huaibei Power Station, Huaibei 23500, China; 3. Guangdong Power Grid Company Shanwei Power Supply, Shanwei 516600, China;

4. State Grid Chongqing Power Grid Company Dazu District Power Supply, Chongqing 402360, China)

**Abstract:** Solid State Transformer (SST) is the central equipment of distribution network in Energy Internet, which controls the power flow actively. In this paper, a novel voltage and power balance control strategy for Cascaded H-Bridge (CHB) -type SST is proposed, and the design method and operation mechanism of the control strategy are analyzed. Firstly, in order to solve the problem of unbalanced voltage on the DC side of CHB in the input stage, a voltage and reactive power balance control strategy that utilizes both active and reactive duty cycle modification are proposed. This method not only eliminates the coupling effect between the balance controller and the system controller, but also balances the voltage and reactive power of CHB capacitors. Secondly, the active-duty component of the input stage is taken as the power balance control feedback of the isolation-stage and the correction is made to solve the prob-

收稿日期:2019-08-10;修回日期:2019-09-02

基金项目:上海绿色能源并网工程技术研究中心资助(13DZ2251900)

通信作者:王鲁杨(1963-),女,硕士,副教授,主要从事电力电子技术在电力系统中的应用研究;E-mail: wangluyang@shiep.edu.cn

lem of unbalanced power transferring of the dual active bridge DC-DC converters due to the parameter differences. In addition, the coordination control of the front and rear controller is analyzed to improve the system transient performance. Finally, the feasibility and effectiveness of the control strategy are verified by simulation.

**Key words:** solid state transformer; distribution network; cascaded H-bridge; voltage balance; dual active bridge DC-DC converter; power balance

随着能源互联网工程建设逐步推进,以互联网为基础的信息技术和先进电力电子技术与能源系统不断地深度融合。现代配电网正进入以“新能源+互联网”为特征的低碳时代<sup>[1]</sup>,柔性化是未来配电网的重要特征<sup>[2]</sup>。利用柔性电力电子技术对传统配电网升级改造,提高配电设备的智能化水平,以管理电力网络能量流动多向性和供电形式多样性。

配电网是构建能源互联网的关键<sup>[3]</sup>,变压器作为配电网最基本和最重要的设备之一,从功能上对其进行革新,是实现智能电网的重要基础,也是传统配电网向柔性配电网转变的必然要求。在这一背景下,学术界提出将电力电子变换技术和基于电磁感应原理的电能变换技术相结合,实现能量在多种电能形式和电压等级之间转换和控制的固态变压器(solid state transformer, SST)。SST 也被称为电力电子变压器,不但具有传统变压器所固有的基本功能,还能实现电能质量控制、潮流控制、交直流电能变换、无功补偿和继电保护等功能<sup>[4-6]</sup>。

近年来,国内外科研机构对 SST 进行了深入研究并提出了多种类型的拓扑结构<sup>[7]</sup>。SST 的物理本质是多级电力电子变换器<sup>[8]</sup>,图 1 所示的 3 级拓扑结构由输入级、隔离级和输出级组成,是目前最具研究前景的拓扑之一。受制于当前功率器件的耐压水平,主流拓扑的输入级都采用级联 H 桥(cascaded H-bridge, CHB)或模块化多电平流器(modular multilevel converter, MMC)结构<sup>[9]</sup>。为降低控制和设计难度,提高系统性能,一些学者寻求使用新型高压功率器件<sup>[10-11]</sup>。美国北卡罗莱纳州立大学 FREEDM(the future renewable electric energy delivery and management systems, FREEDM)中心先后研制出以硅半导体器件为代表的 Gen-I<sup>[11-13]</sup>和以宽禁带半导体器件碳化硅(SiC)为代表的 Gen-II 与 Gen-III<sup>[11]</sup>。但目前 SiC 器件尚未达到实际商业化使用的条件,有待进一步发展。

级联 H 桥型 SST 正常运行需满足以下几个条件:第 1,输入级各子模块的电容电压平衡;第 2,隔

离级各并联双有源全桥(dual active bridge, DAB)变换器传输功率均衡。同时,由于前后级控制存在耦合<sup>[14]</sup>,前级电容电压不平衡会导致后级功率传输不均衡和输出电压畸变,后级传输功率不稳定会造成前级电容电压突变,影响系统电能质量。因此满足上述 2 个必要条件并协调控制前后级控制器的动态响应,对整个系统的稳定运行至关重要。

针对输入级电容电压不平衡问题,专家学者相继提出多种可行的电压平衡控制策略<sup>[10-16]</sup>。文献<sup>[12]</sup>提出 3D 空间调制法来快速平衡直流侧电压,这种先进的调制技术虽然能取得很好的效果,但是很难扩展到大量 H 桥变换器中。文献<sup>[13]</sup>设计的电压平衡控制器得到每个 H 桥的有功占空比修正量,但该方法未考虑所设计的控制器与原系统控制器间的耦合效应。文献<sup>[15]</sup>对文献<sup>[13]</sup>进行了改进,消除了控制器间的耦合效应,但该方法仅对有功占空比进行了修正,而忽略了无功占空比的修正,所以不能消除有功占空比对无功的影响。对于隔离级功率均衡控制,采用开环控制难以实现各 DAB 模块的功率均衡<sup>[5,16]</sup>。文献<sup>[11]</sup>提出基于电压和电流的双闭环分布式控制策略并采用双移相控制来提高系统效率,但该方法 PI 参数较多,控制较为复杂。文献<sup>[13]</sup>采用分级独立控制,前级控制各 H 桥电容均压,后级引入电流采样的均功率环,该方法需要高精度电流传感器,提高了系统的成本和控制难度。

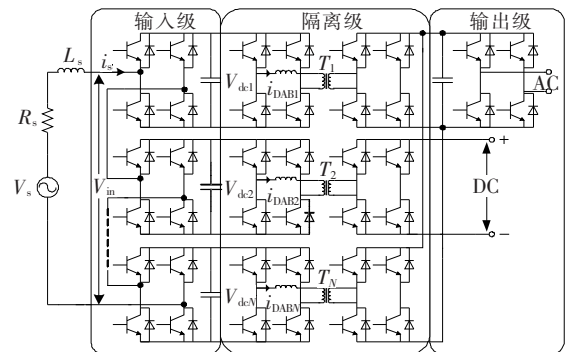


图 1 级联 H 桥型固态变压器拓扑结构

Figure 1 Topology of cascaded H-bridge converter based SST

针对上述问题,该文提出输入级采用对有功和无功占空比同时修正的电压与无功平衡控制策略,不但消除控制器间的耦合效应,而且使各 H 桥电容电压平衡和任意工况下无功均衡。对于隔离级,利用前级各 H 桥的有功占空比分量作为隔离级功率均衡控制的反馈量,并对其进行修正以解决因参数差异造成各并联 DAB 传递功率不均衡问题。该文首先建立了基于输入级 CHB 和隔离级 DAB 结构的小信号模型,并根据各级控制目标对电压和功率平衡控制器进行设计;其次,综合分析前后级控制器的协调控制以提高系统的稳定性和鲁棒性;最后,通过仿真验证所提出控制策略的有效性和可行性。

## 1 输入级控制策略

### 1.1 输入级 CHB 变换器的小信号模型

图 1 所示输入级 CHB 的拓扑结构由  $N$  个 H 桥模块级联而成,图中:  $V_s$  为交流电压源;  $R_s$  为线路等效电阻;  $L_s$  为滤波电感;  $i_s$  为输入电流;  $C_i$ 、 $V_{dc_i}$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) 分别为直流侧电容和电压。为实现对有功和无功分别独立控制,文中采用单相  $d$ - $q$  解耦控制<sup>[13,17]</sup>。根据基尔霍夫定律,得到 CHB 变换器小信号模型的状态方程:

$$\begin{cases} L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} \\ NV_{dc} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} - N\hat{v}_{dc} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \\ 2C \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} = \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} - \frac{2\hat{v}_{dc}}{R} \end{cases} \quad (1)$$

### 1.2 输入级双闭环解耦控制

输入级的控制目标是使各 H 桥直流侧电容电压恒定、减小输入电流谐波并控制输入的有功功率和无功功率<sup>[10,13]</sup>。由于系统交流侧均为时变的交流流量,不便于控制器的设计,因此将其转化到  $dq$  旋转坐标系下的直流量对控制系统进行设计,则可得

CHB 双闭环控制器的动态方程:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} + V_{sd} - d_d NV_{dcave} \\ L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} + V_{sq} - d_q NV_{dcave} \end{cases} \quad (2)$$

在  $dq$  坐标系下 CHB 变换器的  $d$  轴和  $q$  轴变量相互耦合,为便于控制器的设计,引入前馈解耦控制策略,则其控制方程:

$$\begin{cases} U_d = -\left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{S}\right) (i_{sdref} - i_{sd}) + \omega L_s i_{sq} + V_{sd} \\ U_q = -\left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{S}\right) (i_{sqref} - i_{sq}) - \omega L_s i_{sd} + V_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

式(2)和(3)中  $d_d$  和  $d_q$  分别为 CHB 双闭环控制器的有功和无功共同占空比分量;  $V_{dcave}$  为直流侧电容电压的平均值;  $K_{iP}$  和  $K_{iI}$  为电流内环 PI 控制器参数;  $i_{sdref}$  和  $i_{sqref}$  为电流  $dq$  轴期望参考值。

输入级 CHB 变换器的双闭环控制框图如图 2 所示,其主要由  $\alpha\beta$ - $dq$  坐标变换、电压外环、电流内环和前馈解耦控制环节组成。

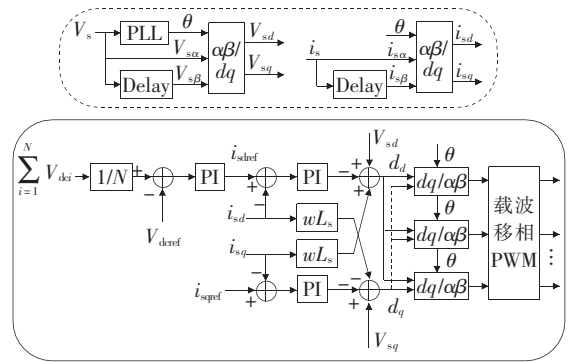


图 2 输入级双闭环控制

Figure 2 Double closed-loop control diagram of the input stage

为便于对输入级系统控制器参数设计,可先令 CHB 各子模块完全相同,于是可将图 2 所示的双闭环控制框图转化为图 3 所示的结构图。

图 3 中  $V_{dcref}$  为输入级各 H 桥直流侧电容电压参考值;  $G_m$  为 PWM 调制器传递函数;  $G_{i_{sd}, d_d}$  为有功占空比分量对电流的传递函数;  $G_{V_{dc}, i_{sd}}$  为电流对输出直流侧电压的传递函数;其传递函数可通过式(1)的小信号状态方程求得。

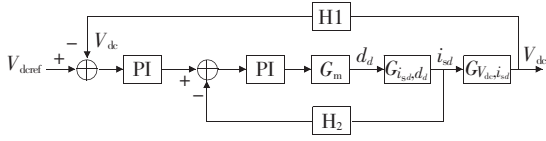


图 3 系统双闭环结构

Figure 3 Double closed-loop controller structure diagram

### 1.3 输入级电压与无功均衡控制

当输入级 CHB 变换器各 H 桥模块直流侧等效负载平衡时,双闭环控制器可通过共用一个占空比来调节各直流侧电压的平衡。而当各等效负载不同或后级功率传输不平衡时,共同占空比控制便不能使各直流侧电压和无功功率达到平衡状态,因此需要在共同占空比控制基础上附加一个电压平衡控制器对占空比按一定的关系进行适当修正。引入的电压平衡控制器不但要消除与系统双闭环控制器间的耦合效应,还需要控制 SST 各 H 桥模块直流侧电压平衡和任意工况下的无功均衡。

控制器间的耦合系数定义<sup>[15]</sup>:

$$\begin{cases} J_1 = \left( NV_{\text{dcave}} d_d - \sum_{i=1}^N d_{di} V_{\text{dci}} \right)^2 \\ J_2 = \left( NV_{\text{dcave}} d_q - \sum_{i=1}^N d_{qi} V_{\text{dci}} \right)^2 \end{cases} \quad (4)$$

对有功和无功占空比分量同时修正后,则可变为

$$\begin{cases} J_1 = \left( NV_{\text{dcave}} d_d - \sum_{i=1}^N d_{di} V_{\text{dci}} \right)^2 = \\ \left[ NV_{\text{dcave}} d_d - \sum_{i=1}^N (d_d + \Delta d_{di}) V_{\text{dci}} \right]^2 \\ J_2 = \left( NV_{\text{dcave}} d_q - \sum_{i=1}^N d_{qi} V_{\text{dci}} \right)^2 = \\ \left[ NV_{\text{dcave}} d_q - \sum_{i=1}^N (d_q + \Delta d_{qi}) V_{\text{dci}} \right]^2 \end{cases} \quad (5)$$

要消除系统控制器间的耦合效应,则必有  $J_1$  和  $J_2$  都为 0,由此得到各 H 桥有功和无功占空比修正量与各 H 桥直流侧电容电压应满足的关系:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N \Delta d_{di} V_{\text{dci}} = 0 \\ \sum_{i=1}^N \Delta d_{qi} V_{\text{dci}} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

输入级 CHB 变换器在  $dq$  坐标下各 H 桥交流端输入电压和电流的矢量关系为

$$\begin{cases} \vec{V}_{\text{ini}} = (d_{di} + jd_{qi}) V_{\text{dci}} \\ \vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq} \end{cases} \quad (7)$$

由此推得输入级 CHB 变换器的各 H 桥模块传递的无功功率平均值为

$$Q_{\text{inave}} = \frac{1}{2} (d_q i_{sd} - d_d i_{sq}) V_{\text{dcave}} \quad (8)$$

对有功和无功占空比分量同时进行修正后,则各 H 桥模块传递的无功功率为

$$Q_{\text{ini}} = \frac{1}{2} (d_{qi} i_{sd} - d_{di} i_{sq}) V_{\text{dci}} = \frac{1}{2} [(d_q + \Delta d_{qi}) i_{sd} - (d_d + \Delta d_{di}) i_{sq}] V_{\text{dci}} \quad (9)$$

由此可得,CHB 各 H 桥子模块传递的无功与其无功平均值之间的差值:

$$Q_{\text{ini}} - Q_{\text{inave}} = \frac{1}{2} (d_{qi} i_{sd} - d_{di} i_{sq}) (V_{\text{dci}} - V_{\text{dcave}}) + \frac{1}{2} (\Delta d_{qi} i_{sd} - \Delta d_{di} i_{sq}) V_{\text{dci}} \quad (10)$$

基于各 H 桥子模块电容电压达到平衡状态,可近似认为  $V_{\text{dci}} \approx V_{\text{dcave}} (i=1,2,\dots,N)$ ,则无功达到平衡状态应满足的条件为

$$\Delta d_{qi} i_{sd} - \Delta d_{di} i_{sq} = 0 \quad (11)$$

综合上述对输入级控制器间消除耦合及电压与无功平衡条件的分析,得各修正量关系:

$$\begin{cases} \Delta d_{di} = k_{pi} (V_{\text{dcave}} - V_{\text{dci}}) + k_{ii} (V_{\text{dcave}} - V_{\text{dci}}) \\ \Delta d_{qi} = \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \Delta d_{di} = K_q \Delta d_{di} \\ \Delta d_{dN} = - \sum_{i=1}^{N-1} \Delta d_{di} V_{\text{dci}} / V_{\text{dcN}} \\ \Delta d_{qN} = - \sum_{i=1}^{N-1} \Delta d_{qi} V_{\text{dci}} / V_{\text{dcN}} = \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \Delta d_{di} = K_q \Delta d_{di} \end{cases} \quad (12)$$

式中  $V_{\text{dcave}}$  为直流侧电压平均值; $\Delta d_{di}$ 、 $\Delta d_{qi}$  分别为第  $i$  个 H 桥的有功和无功占空比修正量。其中,任意  $N-1$  个 H 桥的有功占空比修正量  $\Delta d_{di}$  由 PI 控制器产生,而无功占空比修正量则通过相应的解耦控制关系产生。根据上述修正关系可得到图 4 所示的新型电压与无功平衡控制器的控制框图。

引入  $\Delta d_{di}$  和  $\Delta d_{qi}$  对有功与无功占空比同时修正后,不但消除了控制器间的耦合效应,而且使各 H 桥直流侧电容电压和无功功率均达到平衡状态,

为隔离级能量快速稳定传输奠定了重要基础。

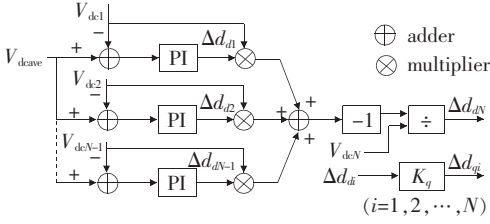


图4 新型电压与无功平衡控制器

Figure 4 Novel voltage and reactive power balancing controller

## 2 隔离级控制策略

### 2.1 隔离级 DAB 的小信号模型

DAB 由 2 个 H 桥模块和连接 2 者交流侧的高频变压器构成,其传递的功率表达式<sup>[18]</sup>为

$$P_{DAB} = \frac{nV_{dcin}V_{dco}}{2\pi Lf_{DAB}} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (13)$$

式中  $n$  为变压器变比;  $V_{dcin}$ 、 $V_{dco}$  分别为 DAB 输入侧和输出侧的直流电压;  $f_{DAB}$  为变换器的开关频率;  $L$  为变压器漏感;  $\phi$  为变压器两侧 H 桥驱动信号的移相角,通过控制移相角的大小和方向来改变传输功率的大小和方向。令  $d = \phi / \pi$  为原边 H 桥超前副边 H 桥的移相占空比,  $-1 < d < 1$ 。当  $d > 0$  时,功率正向传输;  $d < 0$  时,功率反向传输。

由式(13)可以得到 DAB 一次侧输入电流  $i_{dcin}$  和二次侧输出电流  $i_{dco}$  的平均表达式:

$$i_{dcin} = \frac{nV_{dco}d(1-d)}{2f_{DAB}L}, \quad i_{dco} = \frac{nV_{dcin}d(1-d)}{2f_{DAB}L} \quad (14)$$

用扰动法得到小信号方程式:

$$\begin{cases} \hat{i}_{dcin} = \frac{nV_{dco}(1-2D)}{2f_{DAB}L} \hat{d} + \frac{nD(1-D)}{2f_{DAB}L} \hat{v}_{dco} = \\ \quad g_2 \hat{d} + g_1 \hat{v}_{dco} \\ \hat{i}_{dco} = \frac{nV_{dcin}(1-2D)}{2f_{DAB}L} \hat{d} + \frac{nD(1-D)}{2f_{DAB}L} \hat{v}_{dcin} = \\ \quad g_3 \hat{d} + g_1 \hat{v}_{dcin} \end{cases} \quad (15)$$

基于式(15)可得图 5 所示的 DAB 小信号模型。图中  $C_1$  和  $C_2$  分别为 DAB 变换器的输入与输出电容;  $R_0$  为等效负载。根据其小信号模型可得输入

至输出的传递函数为

$$G_{v_{dco}v_{dcin}} = \frac{nD(1-D)}{2f_{DAB}L} \cdot \frac{R_0}{R_0C_2s+1} \quad (16)$$

控制至输出的传递函数为

$$G_{v_{dco}d} = \frac{nV_{dco}(1-D)}{2f_{DAB}L} \cdot \frac{R_0}{R_0C_2s+1} \quad (17)$$

隔离级 DAB 变换器采用共同占空比控制结构如图 6 所示,  $V_{dcref}$  为直流输出电压参考值,  $G_m$  为 PWM 调制器的传递函数。

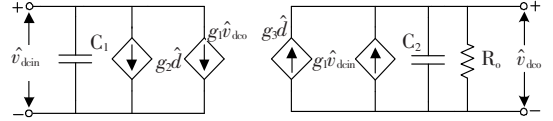


图5 DAB 小信号模型

Figure 5 The small signal model of DAB converter

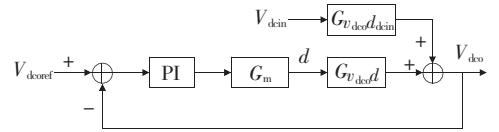


图6 DAB 控制结构

Figure 6 Control diagram of DAB module

### 2.2 隔离级功率均衡控制

隔离级的控制目标为各并联 DAB 模块传输功率均衡并稳定直流输出电压<sup>[10]</sup>。根据图 1 的拓扑,若忽略线路等效电阻  $R_s$ ,得到表达式:

$$V_{in} = V_s - j\omega L_s I_s \quad (18)$$

在  $dq$  坐标系下各 H 桥交流端电压表达式:

$$V_{ini} = (d_{di} + jd_{qi}) V_{dcin} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (19)$$

则 CHB 变换器各 H 桥模块传递的功率为

$$P_i = I_s d_{di} V_{dcin} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (20)$$

基于能量守恒定律,输入级各 H 桥传递的功率应与隔离级各并联 DAB 传输的功率相匹配,即

$$P_i = P_{DABi} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (21)$$

由于输入级 CHB 为串联结构,所以  $d_{di} V_{dcin}$  决定了各 H 桥传递功率的大小。在前级电压平衡控制器的作用下,各 H 桥直流侧电容电压达到平衡状态,因此有功占空比分量  $d_{di}$  表征了前级各 H 桥功率均衡与否。而后级各 DAB 模块传递的功率则主要取决于移相占空比  $d_i$  和变压器参数。若各变压器参数不同,采用共同占空比控制将导致各并联 DAB 的功率传输不均衡。因此该文利用前级各 H 桥的有功占空比  $d_{di}$  作为隔离级各 DAB 功率传输



的反馈量,在  $d_{di}$  基础上对其进行修正以解决因参数差异造成各 DAB 变换器传递功率不均衡问题。

隔离级功率均衡控制策略如图 7 所示,由电压控制环产生共同移相占空比使各模块功率传输均衡;当各并联 DAB 变换器因参数差异导致功率传输不均衡时,应采用不同的移相占空比予以修正。

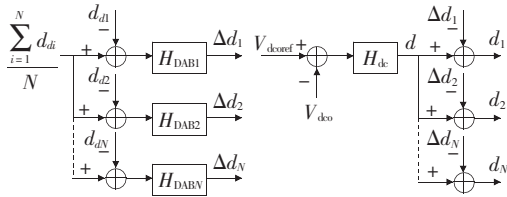


图 7 隔离级功率均衡控制策略

Figure 7 Power balance control strategy for isolation stage

### 3 仿真验证

为验证级联 H 型 SST 电压与功率均衡控制策略的可行性,在 PSIM 9.0 仿真环境下建立如图 1 结构所示的系统输入级和隔离级模型,并对 SST 系统在稳态和动态工况下进行仿真分析。至于输出级逆变环节,非该文研究重点。该文研究的重点是 SST 的前两级,其详细参数如表 1 所示。

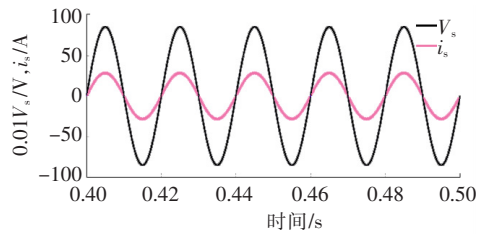
表 1 SST 仿真参数

Table 1 Simulation parameters of SST

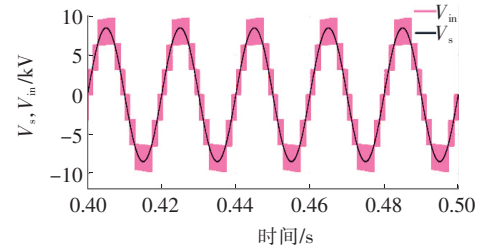
模型	参数	单位	数值
输入级	配电网交流源电压	kV	6
	SST 系统功率等级	kV · A	120
	级联 H 桥模块数		3
	系统线路电阻	$\Omega$	1
	线路电感	mH	45
	直流侧电容	$\mu\text{F}$	442
	直流侧输出电压参考值	kV	3.2
隔离级	开关频率	kHz	3
	变压器额定变比		3 200 : 400
	变压器漏感	mH	9.48
	DAB 输出电压参考值	V	400
	输出端电容	mF	2
	DAB 开关频率	kHz	3

#### 3.1 系统稳态仿真

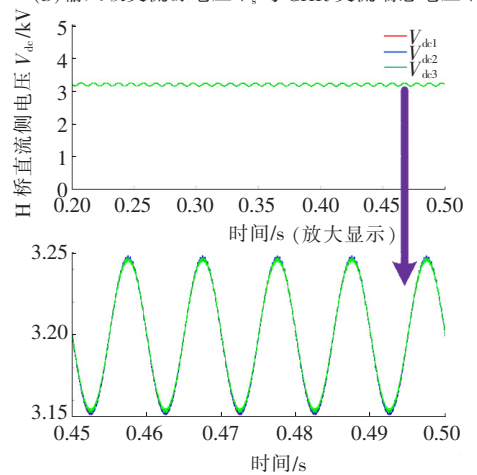
图 8 为系统稳态仿真结果。由图 8(a)可以观察到输入级交流源电压与电流同频同相,即网侧功率因数为 1;图 8(b)所示的输入级 CHB 交流端总电压的波形为七电平;图 8(c)显示输入级各 H 桥直



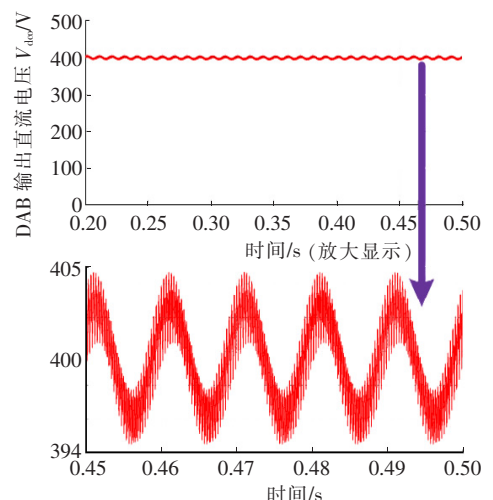
(a) 输入级交流源电压  $V_s$  与电流  $i_s$



(b) 输入级交流源电压  $V_s$  与 CHR 交流端总电压  $V_{in}$



(c) 输入级 CHB 各 H 桥模块直流侧输出电压



(d) 隔离级 DAB 直流侧输出电压

图 8 SST 稳态仿真波形

Figure 8 The steady-state simulation waveforms of SST

流侧电容电压平衡且在 3 200 V 上下低频波动,其波动范围约为  $\pm 48$  V,即纹波系数为 1.5%;图 8(d)显示隔离级输出直流电压稳定运行在 400 V,上下波

动范围约为 $\pm 5$  V,即纹波系数为1.25%。

### 3.2 系统动态仿真

图9为系统动态仿真结果。为验证控制器的平衡效果,0.25 s时将输入级CHB的3个H桥直流侧等效负载同时切换为286、256和226  $\Omega$ 。由图9(a)、(b)可见 $t < 0.25$  s时各负载相等,所以电压保持平衡; $t \geq 0.25$  s负载突变,在控制器的作用下,各H桥电容电压重新快速达到平衡状态。图9(c)、(d)为系统SST工作于无功补偿工况, $t < 0.25$  s由

于负载平衡,因此无功均衡; $t \geq 0.25$  s负载不平衡,控制器通过对有功和无功占空比同时修正,使各H桥无功功率又重新恢复平衡。图9(e)、(f)所示为各并联DAB模块高频变压器漏感参数分别为10、9.48和9 mH时的漏感电流波形。由图可见,未采用功率均衡控制时漏感电流不平衡,即传输功率不平衡。采用功率均衡控制后,各DAB模块漏感电流达到平衡,即传输功率均衡。通过对比上述仿真结果,可以验证控制器取得良好的控制效果。

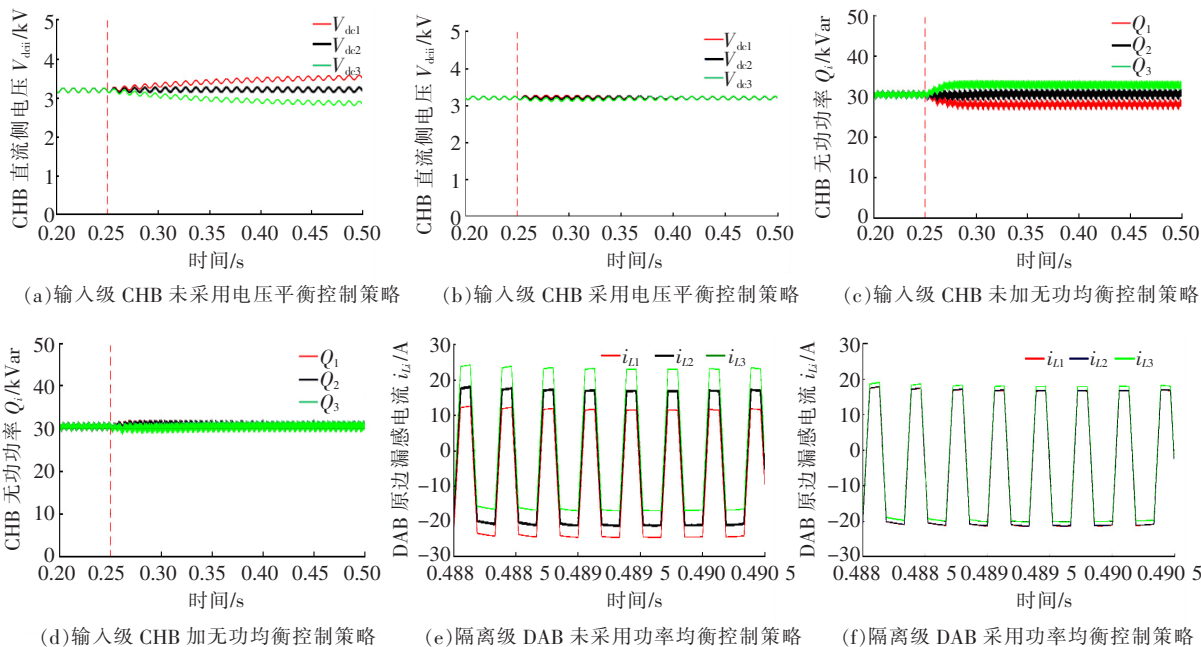


图9 SST动态仿真波形

Figure 9 The dynamic-state simulation waveforms of SST

## 4 结语

该文首先建立了输入级CHB变换器和隔离级DAB的小信号模型,详细分析了输入级控制器间消除耦合以及实现无功均衡的条件,同时对隔离级功率均衡条件进行了分析。在此基础上提出输入级采用对有功和无功占空比同时修正的电压与无功均衡控制策略,隔离级利用前级有功占空比分量作为功率均衡控制的反馈量。理论和仿真结果表明,该文提出的控制策略对SST系统的稳态和动态控制性能良好,验证了该控制策略的可行性和优越性。

### 参考文献:

[1] 马钊,安婷,尚宇炜. 国内外配电前沿技术动态及发展

[J]. 中国电机工程学报,2016,36(6):1552-1567.

MA Zhao, AN Ting, SHANG Yuwei. State of the art and development trends of power distribution technologies[J]. Proceeding of the CSEE, 2016, 36(6): 1552-1567.

[2] 陆秋瑜,夏天,朱誉,等. 基于有载调压变压器线性化模型的配电网无功优化二阶锥松弛建模及仿真[J]. 智慧电力,2019,47(9):91-96.

LU Qiuyu, XIA Tian, ZHU Yu, et al. SOCP relaxed modeling and simulation of VAR optimization in distribution networks based on linearized model of OLTC transformer[J]. Smart Power, 2019, 47(9): 91-96.

[3] 丛日立,赵明宇,周洋,等. 基于参数优化的电力变压器故障诊断模型[J]. 电测与仪表,2019,56(22):84-88.

CONG Rili, ZHAO Mingyu, ZHOU Yang, et al. Power transformer fault diagnosis model based on parameter

- optimization[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2019, 56(22): 84-88.
- [4] 赵争鸣,冯高辉,袁立强,等. 电能路由器的发展及其关键技术[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(13): 3823-3834.
- ZHAO Zhengming, FENG Gaohui, YUAN Liqiang, et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2015, 35(15): 3760-3769.
- [5] Wang D, Tian J, Mao C X, et al. A 10-kV/400-V 500-kVA electronic power transformer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(11): 6653-6663.
- [6] Huang A Q, Crow M L, Heydt T G, et al. The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: the energy internet[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(1): 133-148.
- [7] Falcones S, Mao X L, Ayyanar R. Topology comparison for solid state transformer implementation[C]//IEEE PES General Meeting, Providence, RI, USA: IEEE, 2010.
- [8] 张明锐,宋柏慧,王佳莹,等. 基于模型预测控制的固态变压器控制策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(1): 129-137.
- ZHANG Mingrui, SONG Baihui, WANG Jiaying, et al. Control strategy for solid state transformer based on model predictive control[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(1): 129-137.
- [9] Ferreira Costa L, De Carne G, Buticchi G, et al. The smart transformer: a solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid[J]. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2017, 4(2): 56-67.
- [10] Zhao B, Song Q, Liu W H. A practical solution of high-frequency-link bidirectional solid-state transformer based on advanced components in hybrid microgrid[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(7): 4587-4597.
- [11] Huang A Q. Medium-voltage solid-state transformer: technology for a smarter and resilient grid[J]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2016, 10(3): 29-42.
- [12] She X, Huang A Q, Wang G Y. 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.
- [13] Zhao T F, Wang G Y, 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*, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [14] 卢林煜,王鲁杨,柏扬,等. 面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(6): 141-150.
- LU Linyu, WANG Luyang, BAI Yang, et al. Research on dual-active-bridge DC-DC converter in solid state transformer for energy internet[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(6): 141-150.
- [15] She X, Huang A Q, Zhao T, 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.
- [16] 李子欣,王平,楚遵方,等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. *电网技术*, 2013, 37(9): 2592-2601.
- LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer[J]. *Power System Technology*, 2013, 37(9): 2592-2601.
- [17] 宋平岗,杨声弟,郑雅芝,等. 负载不平衡电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J]. *高压电器*, 2019, 55(9): 50-56.
- SONG Pinggang, YANG Shengdi, ZHENG Yazhi, et al. DC voltage balance control strategy for load unbalanced power electronic transformer[J]. *High Voltage Apparatus*, 2019, 55(9): 50-56.
- [18] Zhao B, Song Q, Liu W H, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 4091-4106.