

级联式电力电子变压器的电压平衡控制策略

张海洋, 王明渝

(输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市沙坪坝区 400044)

Voltage Balance Control Strategy for a Cascaded H-Bridge Converter-based Power Electronic Transformer

ZHANG Haiyang, WANG Mingyu

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology
(Chongqing University), Shapingba District, Chongqing 400044, China)

摘要: 针对中压配电网中普遍存在的三相不对称现象, 采用级联 H 桥分离直流母线结构的电力电子变压器, 为了解决直流侧电压平衡问题, 在输入电压和输出负载不对称时, 提出了一种新的负序电压注入法控制相间直流电容电压平衡, 建立了每相平均功率与负序电压之间的关系, 在 dq 坐标系中对负序电压进行了计算, 避免了复杂的三角函数求解。计算结果中不含电网电流, 无需对电流进行正负序分离, 只需采用单电流内环控制。另外, 在输出级采用调节占空比的方法实现相内直流电容电压的平衡控制。仿真结果表明了所提控制策略的有效性。

关键词: 电力电子变压器; 级联 H 桥; 负序电压; 相间电压平衡控制; 相内电压平衡控制

Abstract: The three-phase asymmetry phenomenon commonly exists in medium voltage distribution networks. In this paper, a cascaded H-bridge converter-based power electronic transformer with separated DC bus is applied. A new method with negative-sequence voltage injection is proposed to control cluster voltage balance of DC capacitors when the input voltages and output loads are asymmetric. The relationship between the active power of each phase and the negative-sequence voltage is established and the negative-sequence voltage is calculated in the dq frame to avoid the complicated trigonometric calculation. The calculation results do not contain the grid currents, therefore, only a single inner current loop is adopted and the positive and negative sequences of grid currents are not necessary to calculate. Besides, individual voltage balancing control is realized by trimming the modulation wave in the output stage. The effectiveness of the proposed control strategy is verified by simulation results.

Keywords: power electronic transformer; cascaded H-bridge; negative-sequence voltage; cluster voltage balancing control; individual voltage balancing control

DOI: 10.19725/j.cnki.1007-2322.2019.0114

0 引言

电力电子变压器 (power electronic transformer, PET) 除了能够实现传统电力变压器变压隔离的基本功能外, 还具有高功率密度、谐波隔离、无功补偿等优点, 近年来在智能电网、能源互联网等领域, 学者们进行了广泛的研究^[1]。由于器件参数差异、开关信号不同步、损耗不均等原因, 三相级联型 PET 的直流侧电容电压存在相内不平衡和相间不平衡的问题, 制约了装置容量的提升, 影响系统的稳定和安全运行^[2]。

对于相内电压平衡控制, 文献 [3] 检测电网侧的电压电流和每个电容电压的状态对电容电压进行分区排序, 从而控制电容的充放电实现电压平衡控制, 控制算法比较复杂。文献 [4] 通过修正调制波控制相内电压平衡, 但是控制环的个数大于被控量, 有可能使系统失稳; 对于相间电压平衡控制, 文献 [5] 经过 PI 控制器的调节后产生负序电流, 没有考虑电网电压不对称对控制器的影响, 动态响应速度较慢; 文献 [6] 在 dq 坐标系中建立了每相平均功率和正负序电流分量的关系, 但是每次求解过程都需要对矩阵求逆, 运算量大。

本文采用级联 H 桥分离直流母线拓扑结构, 提出一种基于负序电压注入的相间电压平衡控制策略, 只采用直流量简化了对负序电压的计算。将相内电压平衡控制任务分配给输出逆变级, 简化了控制系统的设计。

图中, $\bar{u}_{CL}$ 表示三相低压侧所有直流电容电压的平均值; $\widetilde{e}_{dn}$ 、 $\widetilde{e}_{qn}$; $\widetilde{i}_{dn}$ 、 $\widetilde{i}_{qn}$ 分别为 e_{an} 、 e_{bn} 、 e_{cn} 和 i_{an} 、 i_{bn} 、 i_{cn} 在正序变换 (C_p) 下的 d 轴、 q 轴分量, 它们为二倍频分量^[8]; 下标 ref 表示参考值。从两相旋转坐标系到三相静止坐标系的正负序变换矩阵分别为

$$T_p = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_n = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于中间级采用开环控制, 低压侧直流电容电压的变化规律与高压侧直流电容电压的变化规律一致^[2], 因此只需要采样控制低压侧的直流电容电压。电压外环控制直流电容电压平均值 $\bar{u}_{CL}$, 同时产生有功电流参考值; 无功电流参考值设为零, 表示平均无功功率为零。由于输入电压或者输出负载不对称, 经过总电压控制后, 将产生负序电压 (u_{an1} 、 u_{bn1} 、 u_{cn1})。由文献^[8]可知, 这些负序电压能使各相的电容电压趋于稳定, 但是不能实现电压的平衡, 要实现电容电压的平衡还需要额外注入负序电压。

1.3 相间电压平衡控制

考虑电网电压的不平衡, 将电网电压 e_x 和桥臂输出基波电压 u_x 用 dq 坐标系中的正序和负序分量表示, 如式 (9) 所示。正负序分量的提取采用易于数字化实现的延时信号相消法^[5]。

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ap} \\ x_{bp} \\ x_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{an} \\ x_{bn} \\ x_{cn} \end{bmatrix} = T_p \begin{bmatrix} x_{dp} \\ x_{qp} \end{bmatrix} + T_n \begin{bmatrix} x_{dn} \\ x_{qn} \end{bmatrix} \quad x = u, e \quad (9)$$

忽略电感电阻和零序电压的影响, e_x 、 u_x 满足

$$L_s \frac{di_x}{dt} = e_x - u_x, x = a, b, c \quad (10)$$

每相的平均功率为

$$P_x = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_x i_x dt, x = a, b, c \quad (11)$$

将 i_x 用 e_x 和 u_x 的 d 轴、 q 轴分量表示, 代入式 (11), 经过运算, 可以得到每相的平均功率为

$$P_x = P + \Delta P_x, x = a, b, c \quad (12)$$

$$P = (e_{dn}u_{qn} - e_{qn}u_{dn} - e_{dp}u_{qp} + e_{qp}u_{dp})/2\omega L_s \quad (13)$$

$$[\Delta P_a \quad \Delta P_b \quad \Delta P_c]^T = \frac{1}{4\omega L_s} S [u_{dp} \quad u_{qp} \quad u_{dn} \quad u_{qn}]^T \quad (14)$$

$$S = \begin{bmatrix} -2e_{qn} & -2e_{dn} & 2e_{qp} & 2e_{dp} \\ -\sqrt{3}e_{dn}+e_{qn} & e_{dn}+\sqrt{3}e_{qn} & \sqrt{3}e_{dp}-e_{qp} & -e_{dp}-\sqrt{3}e_{qp} \\ \sqrt{3}e_{dn}+e_{qn} & e_{dn}-\sqrt{3}e_{qn} & -\sqrt{3}e_{dp}-e_{qp} & -e_{dp}+\sqrt{3}e_{qp} \end{bmatrix} \quad (15)$$

由式 (13)~(15) 可知, 每相的平均功率和注入的负序电压有关, 因此可以通过改变负序电压实现对三相功率的重新分配, 从而实现相间电压的平衡控制。不难发现, $\Delta P_a + \Delta P_b + \Delta P_c = 0$, 因此只需要控制两相的功率偏差就可以控制相间的电压平衡。本文选取 ΔP_a 和 ΔP_b 进行控制, 对式 (14) 进行求解, 得到

$$\begin{bmatrix} u_{dn} \\ u_{qn} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{dp}^2 + e_{qp}^2} \left(M_1 \begin{bmatrix} u_{dp} \\ u_{qp} \end{bmatrix} + M_2 \begin{bmatrix} \Delta P_a \\ \Delta P_b \end{bmatrix} \right) \quad (16)$$

$$M_1 = \begin{bmatrix} e_{dp}e_{dn} + e_{qp}e_{qn} & e_{dn}e_{qp} - e_{dp}e_{qn} \\ -e_{dn}e_{qp} + e_{dp}e_{qn} & e_{dp}e_{dn} + e_{qp}e_{qn} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 2\omega L_s e_{qp} + \frac{2\sqrt{3}}{3}\omega L_s e_{dp} & \frac{4\sqrt{3}}{3}\omega L_s e_{dp} \\ 2\omega L_s e_{dp} - \frac{2\sqrt{3}}{3}\omega L_s e_{qp} & -\frac{4\sqrt{3}}{3}\omega L_s e_{qp} \end{bmatrix} \quad (18)$$

相间电压平衡控制如图 4 所示, u_{CLa} 、 u_{CLb} 表示 a 相、b 相低压侧直流电容电压的平均值。在总电压控制中, $\bar{u}_{CL}$ 已经跟随参考值保持恒定, 因此将 $\bar{u}_{CL}$ 作为 u_{CLa} 、 u_{CLb} 的参考值, 二者的差值经过 PI 控制器后得到 a 相、b 相功率的偏差值 ΔP_a 和 ΔP_b 。由于输入输出功率中存在二倍频分量, 这使直流侧电容电压上存在二倍频波动。为了减小二倍频电压对控制器的影响, 采用陷波器 (Notch) 进行抑制。在总电压控制中, 采用陷波器滤除 d 轴、 q 轴桥臂中点电压的二倍频分量后, 即可得到 u_{dp} 、 u_{qp} 。

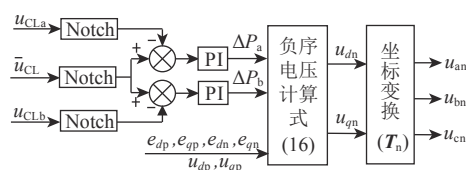


图 4 相间电压平衡控制

Fig. 4 Block diagram of cluster voltage balancing control

2 中间级和输出级控制策略

2.1 中间级控制策略

中间级主要用于隔离、电压变换和有功功率传输。H 桥将高压侧直流电压斩波成高频方波, 经过中频变压器的耦合后, 由二极管整流桥整流成输出级所需要的直流电压。由于不需要实现功率双向传输, 变压器二次侧使用二极管整流, 可节约成本。一次侧采用频率为 1 kHz, 占空比为 50% 的开环控制, 可以简化控制器的设计。

2.2 输出级控制策略

输出级采用单相逆变器并联的结构，单相逆变器的拓扑如图 5 所示。

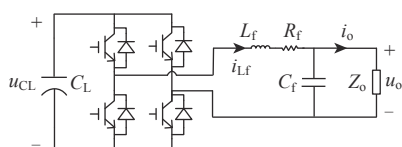


图 5 单相逆变器拓扑

Fig. 5 Single-phase inverter topology

单相逆变器在复频域的数学模型为

$$\begin{cases} (sL_f + R_f)i_{Lf}(s) = d_o(s)u_{CL}(s) - u_o(s) \\ sC_f u_o(s) = i_{Lf}(s) - i_o(s) \end{cases} \quad (19)$$

Simulink 中搭建仿真模型对输入电压和输出负载不对称的工况进行仿真, 主要参数如表 1 所示。

表 1 PET 仿真参数
Table 1 PET simulation parameters

参数	数值	参数	数值
额定容量	500 kVA	变压器漏感	0.4 mH
电网侧滤波电感	60 mH	高压侧直流电容	650 μ F
每相模块个数	3	高压侧直流电容电压	3000 V
输入级开关频率	1 kHz	低压侧直流电容	12 mF
中间级开关频率	1 kHz	低压侧直流电容电压	380 V
输出级开关频率	5 kHz	输出级滤波电感	0.3 mH
变压器变比	7.9:1	输出级滤波电容	300 μ F

保持输入电压 (10 kV) 三相对称, 输出负载三相对称, $R_a = R_b = R_c = 0.29 \Omega$ 。以 a 相为例, 变压器的 3 个漏感参数分别设置为 $L_{a1} = 0.35$ mH, $L_{a2} = 0.4$ mH, $L_{a3} = 0.45$ mH, 励磁电感为 $L_{am} = 10$ mH。当 $t \leq 0.4$ s 时, 启用相内电压平衡控制; 当电压平衡稳定后, 在 $t = 0.4$ s 瞬时, 解除相内电压平衡控制; $t = 0.7$ s 时, 再次启用控制。由图 9 可知, 当直流电容电压不受控制时, 此时无法保证电压的平衡稳定, 3 个电压分别趋于不同值, 而采用前述的控制策略后, 3 个电压很快恢复了平衡稳定。

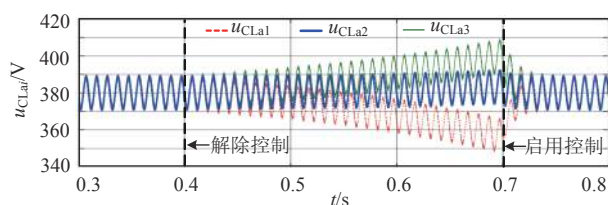


图 9 相内电压平衡控制仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of individual voltage balancing control

保持三相输出负载对称, $R_a = R_b = R_c = 0.29 \Omega$, 当 $t \leq 0.35$ s 时, 三相输入电压保持对称; 在 $t = 0.35$ s 瞬时, a 相、b 相电压分别跌落到额定值的 30% 和 60%; $t = 0.5$ s 时, 三相输入电压恢复对称。由于同一相内 3 个电容电压基本重合, 为方便展示, 每相只给出第一个 H 桥的直流电容电压波形。由图 10 可知, 由于向 PET 中注入了负序电压, 三相输入电流不再保持对称, 输入级的电压跌落对三相输出电压基本没有影响。当输入电

压不对称时, 直流电容电压能够恢复平衡, PET 能够正常工作。

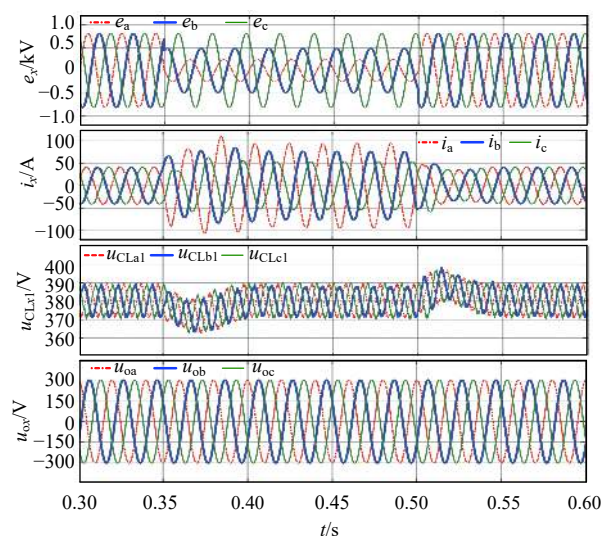


图 10 输入电压不对称时的仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms as the input voltages are asymmetrical

保持三相输入电压对称, 当 $t \leq 0.35$ s 时, 三相输出负载额定功率运行, $R_a = R_b = R_c = 0.29 \Omega$; 当 $t = 0.35$ s 瞬时, b 相和 c 相负载发生跳变, $R_b = 0.58 \Omega$, $R_c = 0.435 \Omega$, $R_a = 0.29 \Omega$; $t = 0.5$ s 时, 三相负载恢复额定功率运行。由图 11 可知, 当负载发生跳变时, 由于 b 相和 c 相输出功率变小, 电容电压的波动也相应变小。当输出负载不

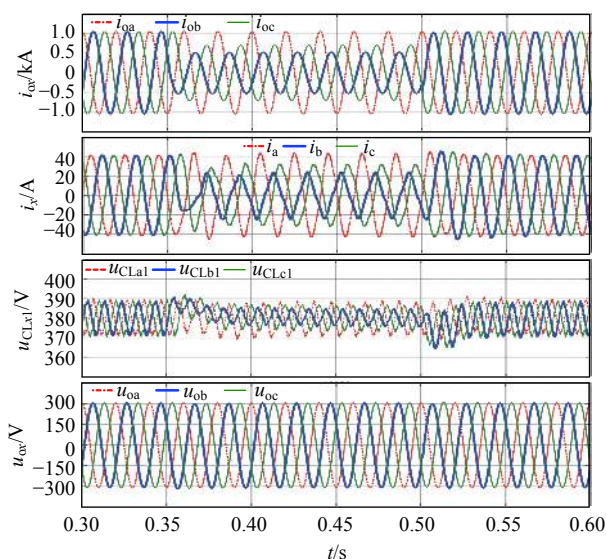


图 11 输出负载不对称时的仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms as the output loads are asymmetrical

对称时，三相的电容电压经过控制后能够保持平衡，输出电压保持对称。

将上述两种工况结合起来，电压和负载的跳变与前述相同。由图 12 可知，当三相输入电压和输出负载均不对称时，三相电容电压经过控制后依然能够保持平衡，同时输出电压保持对称。

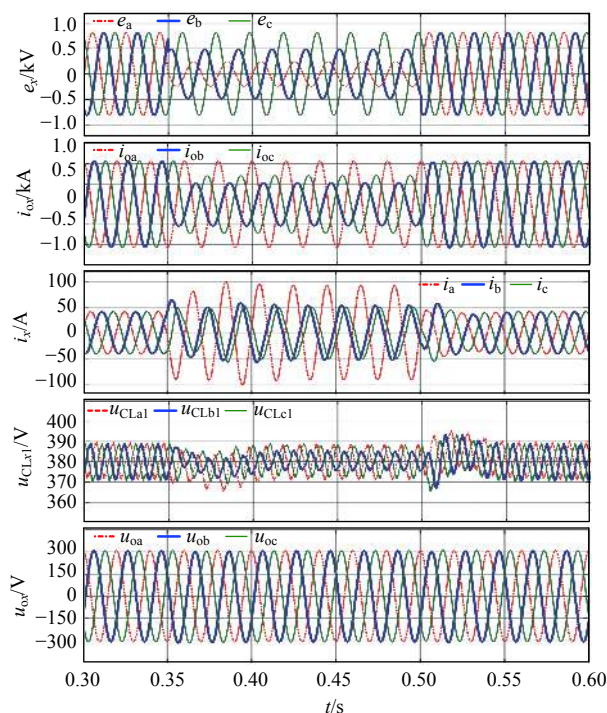


图 12 输入电压和输出负载均不对称时的仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms as the input voltages and output loads are both asymmetrical

4 结论

三相级联 H 桥 PET 存在相间电压不平衡和相内电压不平衡的问题，本文提出了相应的控制策略，可以得到：①负序电压可以重新分配相间的有功功率，从而能够用来控制相间电压的平衡；本文同时考虑了输入电压和输出负载的不对称，在 dq 坐标系中计算负序电压，避免了三角函数求解，计算结果中不涉及电网电流，因此省略了电网电流的正负序分离，无需分别进行正负序电流的控制，只需采用单电流内环控制即可，一定程度上简化了运算和控制。②隔离级采用开环控制时，相内电压的平衡控制可以在输出逆变级通过调节占空比实现。

参考文献

- [1] 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 (in Chinese).
- [2] 田杰. 电力电子变压器的控制及 10kV 工业样机实现 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- [3] IMAN-EINI H, SCHANEN J L, FARHANGI S, et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-bridge rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2428 – 2442.
- [4] WANG Xinyu, LIU Jinjun, OUYANG S D, et al. Control and experiment of an H-bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2002 – 2011.
- [5] HATANO N, ISE T. Control scheme of cascaded H-bridge STATCOM using zero-sequence voltage and negative-sequence current [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(2): 543 – 550.
- [6] LEE C T, WANG B S, CHEN S W, et al. Average power balancing control of a STATCOM based on the cascaded H-bridge PWM converter with star configuration [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3893 – 3901.
- [7] 徐东旭, 刘崇茹, 郑伟, 等. 一种基于载波移相调制的模块化多电平换流器冗余策略 [J]. 现代电力, 2018, 35(6): 62 – 70.
XU Dongxu, LIU Chongru, ZHENG Wei, et al. A redundancy strategy for modular multilevel converter based on carrier phase shift modulation [J]. Modern Electric Power, 2018, 35(6): 62 – 70 (in Chinese).
- [8] LU Daorong, WANG Jiangfeng, YAO Jianhui, et al. Clustered voltage balancing mechanism and its control strategy for star-connected cascaded H-bridge STATCOM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7623 – 7633.

收稿日期: 2019-02-23

作者简介:

张海洋 (1991), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用, E-mail: zhang.hyy@163.com;

王明渝 (1960), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子变换器及其控制、交流电机控制技术等, E-mail: ceemwang@cqu.edu.cn.