

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240842

基于 NPC 五电平和 H 桥混合级联的 10 kV 静止无功发生器

杜少通^{1,2}, 吴鹏昆¹, 周娟³, 朱军¹, 谭兴国¹, 郭向伟¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003; 3. 中国矿业大学电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要: 针对 10 kV 电网的级联型静止无功发生器存在器件数量多、耐受电网电压不平衡能力弱的缺点, 提出新的混合级联型静止无功发生器(new hybrid cascade static var generator, NHC-SVG)拓扑并建立控制系统。NHC-SVG 拓扑由五电平中点钳位型(neutral-point clamped, NPC)功率单元和 H 桥级联型功率单元混合级联构成。首先采用最近电平逼近调制与载波相移调制混合实现 NHC-SVG 的调制。其次, 基于调制输出波形建立 NPC 五电平功率单元中点电位的数学模型, 找到中点电位失衡的原因。并采用调节 NPC 功率单元电平变化时刻相对应的触发角度和注入二倍频谐波电流的方法实现中点电位平衡, 进而建立 NHC-SVG 控制系统。最后以电网电压平衡且直流侧取 10% 的裕量为设计条件, 对 10 kV/5 Mvar 的 NHC-SVG 进行算例分析和仿真研究。结果验证了 NHC-SVG 的有效性, 且其补偿额定电流时可耐受电网电压不平衡度大于 4。

关键词: 五电平; 混合级联; 静止无功发生器; 电压控制; 电压不平衡

A 10 kV static var generator based on a hybrid cascaded five-level NPC and H-bridge converter

DU Shaotong^{1,2}, WU Pengkun¹, ZHOU Juan³, ZHU Jun¹, TAN Xingguo¹, GUO Xiangwei¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;
2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China;
3. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: A new hybrid cascaded static var generator (NHC-SVG) topology and corresponding control system are established to address the shortcomings of the cascaded static var generator in the 10 kV power grid, such as large numbers of components and a weak ability to withstand voltage imbalance in the grid. The NHC-SVG topology consists of a five-level neutral point clamped (NPC) power unit and an H-bridge cascaded (CHB) power unit in a hybrid cascade configuration. First, the modulation of the NHC-SVG is achieved by combining the nearest-level approximation modulation with carrier phase-shift modulation. Then, based on the modulated output waveform, a mathematical model of the midpoint potential of the five-level NPC power unit is established to identify the cause of the midpoint potential imbalance. By adjusting the trigger angle corresponding to the level transition time of the NPC power unit and injecting a second harmonic current, midpoint potential balance is achieved, thus establishing the NHC-SVG control system. Finally, taking the voltage balance of the power grid and a 10% margin on the DC side as the design condition, a 10 kV/5 Mvar NHC-SVG is studied and simulated. The results verify the effectiveness of the NHC-SVG and its ability to withstand grid voltage imbalance greater than 4 while compensating for the rated current.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52267018).

Key words: five-level; hybrid cascade; static var generator; voltage control; voltage imbalance

0 引言

静止无功发生器(static var generator, SVG)因无

功补偿响应速度快、综合补偿效果好、电容等无源元件体积小以及控制灵活等优点, 成为电力系统无功补偿的先进技术^[1-3]。目前, 在中高压电网中, SVG 的拓扑结构主要有: 二极管钳位型、飞跨电容型、H 桥级联型(cascade H-bridge, CHB)^[4-6]。二极管钳位型和飞跨电容型随着电平数的增加, 钳位二极管

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52267018); 河南省科技攻关计划项目资助(232102240096)

和飞跨电容数量急剧增多,装置控制和设计难度大,限制其电平数的增加,因此其多用于七电平以下。CHB 型具有易于模块化、输出波形质量好、便于冗余设计等优点,逐渐成为高压大容量无功补偿的主要技术方案,但 CHB 型 SVG 具有子模块数多、器件数量多的缺陷^[7-9]。随着高压器件制造水平的提升及价格的降低^[10-12],通过将高压器件的功率单元和低压器件的功率单元混合以降低装置器件数量的混合级联技术得到发展。混合级联技术能够减少所需功率单元的数目,且可以有效降低装置整体的开关损耗和提升装置的功率密度,已经成为高压大容量 SVG 研究的一个热点方向^[13-22]。

文献[13-15]采用不对称混合级联拓扑研究功率的自平衡和各功率单元电压的比值。文献[13]采用混合七电平 SVG,通过建立载波重构的调制策略实现各功率单元功率的自平衡。文献[14]将 SVG 中 H 桥模块直流侧电压设定为 1:2:4:8。文献[15]采用 H 桥模块直流侧电压比为 1:1:1:3 的混合十三电平 SVG。上述研究可有效地减少 H 桥模块数,具有良好的调制效果。但该类混合方案仍然采用单相级联结构,在应对不平衡工况时仍需要注入零序分量,以实现相间功率单元电压的平衡,在直流侧电压约束下补偿能力受限。采用公共直流母线的功率单元与 CHB 功率单元混合级联是另一类典型拓扑,其优点是采用公共直流母线的功率单元不存在相间功率平衡的问题。文献[16-18]采用高压两电平功率单元与低压 CHB 功率单元构成的 SVG,两电平功率单元采用方波调制,其所需的 H 桥模块数量与直流电容数量显著减少,有效降低了装置的开关损耗,但两电平功率单元采用器件串联,需要考虑器件的动态均压问题,采用方波调制时灵活性差。文献[19-20]采用中点钳位型(neutral-point clamped, NPC)三电平功率单元与 CHB 功率单元构成的混合级联型静止无功发生器(hybrid cascade static var generator, HC-SVG),依据目前硅器件的耐压水平^[21],其在 6 kV 电压等级时能够发挥该拓扑在电网不平衡状态下的优势。文献[22]对该 HC-SVG 开关器件的组合方式进行优化,提出一种混合调制策略,进一步降低装置的功率损耗。但文献[19-20, 22]建立的拓扑高压单元基于 NPC 三电平结构,当采用 6.5 kV 器件并应用于 10 kV 电网时,其 NPC 功率单元承担的基波分量有限,制约该拓扑在不平衡工况下的优点。

近年来,高压器件国产化进展迅速,本文基于混合拓扑的思想,拟面向 10 kV 电网建立一种由 NPC 五电平功率单元与 CHB 功率单元串联的新型

混合级联静止无功发生器(new hybrid cascadestatic var generator, NHC-SVG)。本文将建立 NHC-SVG 拓扑,通过调制方法分析中点电位,构建控制方案,最后与传统星接 H 桥级联型静止无功发生器(cascade H-bridge static var generator, CHB-SVG)进行对比,开展仿真研究与分析。

1 NHC-SVG 拓扑与调制原理

1.1 NHC-SVG 拓扑

本文建立的 NHC-SVG 拓扑如图 1 所示,该拓扑由 CHB 功率单元和 NPC 五电平功率单元混合级联,其中 CHB 功率单元采用低压器件, NPC 功率单元采用高压器件。图 1 中: L_c 为电网阻抗等效的电感; i_{ej} ($j = a, b, c$) 为电网侧三相电流; u_{ej} 为公共连接点相对于 Y 点的电压; L 为 SVG 与电网连接的滤波电感; i_{Rj} 为三相负载电流; i_j 为 NHC-SVG 三相补偿电流; u_{zan} ($n = 1, 2, \dots, N$) 为 CHB 功率单元 A 相 H 桥模块 n 的直流侧电容电压; C_F 为 CHB 功率单元直流侧电容; u_{chy} 为 CHB 功率单元三相电压; u_{dcy} ($y = 1, 2, 3, 4$) 为 NPC 功率单元直流侧电容电压; u_{dc} 为 NPC 功率单元直流侧电压; O_1 、 O_0 、 O_2 为 NPC 功率单元直流侧的 3 个结点; i_{dcy} 为 NPC 功率

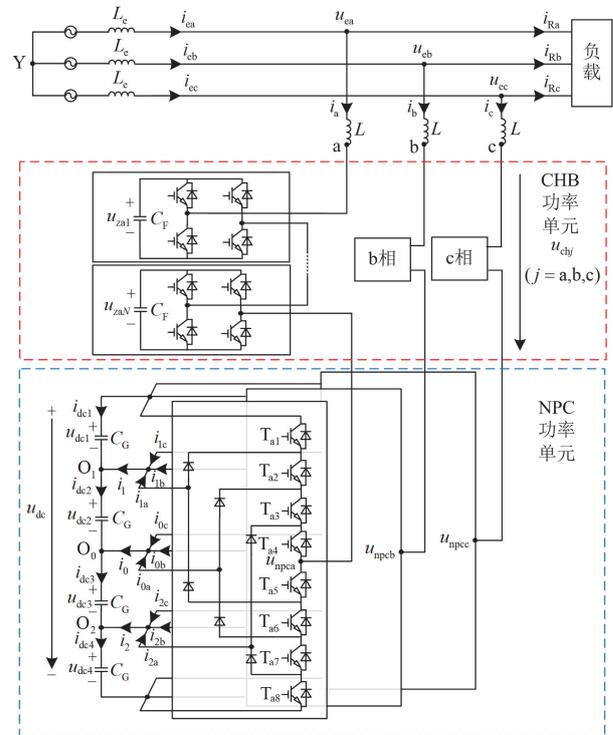


图 1 NHC-SVG 拓扑

Fig. 1 NHC-SVG topology

单元直流侧电容电流; C_G 为 NPC 功率单元直流侧电容; i_1 、 i_0 、 i_2 分别为 NPC 功率单元流向结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的电流; i_{1j} 、 i_{0j} 、 i_{2j} 为 NPC 功率单元 j 相注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的电流; T_{jx} ($x=1,2,\dots,8$) 为 NPC 功率单元的开关器件; u_{npcj} 为 NPC 功率单元相对于结点 O_0 的电压。

1.2 NHC-SVG 调制方法

基于图 1 所示拓扑, 定义 NPC 功率单元 j 相的开关函数为

$$S_{npcj} = \begin{cases} 2 (g_{j1} = g_{j2} = g_{j3} = g_{j4} = 1, g_{j5} = g_{j6} = g_{j7} = g_{j8} = 0) \\ 1 (g_{j2} = g_{j3} = g_{j4} = g_{j5} = 1, g_{j1} = g_{j6} = g_{j7} = g_{j8} = 0) \\ 0 (g_{j3} = g_{j4} = g_{j5} = g_{j6} = 1, g_{j1} = g_{j2} = g_{j7} = g_{j8} = 0) \\ -1 (g_{j4} = g_{j5} = g_{j6} = g_{j7} = 1, g_{j1} = g_{j2} = g_{j3} = g_{j8} = 0) \\ -2 (g_{j5} = g_{j6} = g_{j7} = g_{j8} = 1, g_{j1} = g_{j2} = g_{j3} = g_{j4} = 0) \end{cases} \quad (1)$$

式中, g_{jx} 为 NPC 功率单元开关器件 T_{jx} 的三相驱动信号。

NHC-SVG 的调制方案如图 2 所示, 图 2 中: u_j^* 为 NHC-SVG 的调制参考电压; u_{chj}^* 为 CHB 功率单元的调制参考电压。基于 NHC-SVG 的调制参考电压, 采用最近电平逼近调制得到 NPC 功率单元的开关函数 S_{npcj} , 则 S_{npcj} 可表示为

$$S_{npcj} = \text{round}\left(\frac{u_j^*}{u_{dc}/4}\right) \quad (2)$$

式中, $\text{round}(\cdot)$ 表示四舍五入的取整函数。

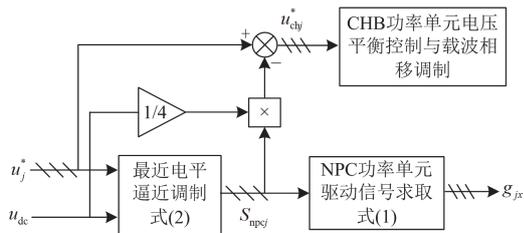


图 2 NHC-SVG 调制方案

Fig. 2 NHC-SVG modulation scheme

采用图 2 的调制方案, 以 a 相为例, 对调制进行说明, 设 NHC-SVG 的 a 相调制参考电压 u_a^* 为

$$u_a^* = U_m \sin(\omega t) \quad (3)$$

式中: U_m 为 NHC-SVG 调制参考电压幅值; ω 为电网的基波角频率; t 为时间。图 3 为调制关键环节的示意波形, 调制参考电压 u_a^* 通过式(2)可得 NPC 功率单元的 a 相开关函数 S_{npca} 。忽略直流侧电容电压波动与控制误差, NPC 功率单元输出电压将为开

关函数 S_{npca} 的 $u_{dc}^*/4$ 倍。由图 2 可知, CHB 功率单元调制参考电压 u_{cha}^* 为

$$u_{cha}^* = u_a^* - S_{npca} \times \frac{u_{dc}}{4} \quad (4)$$

图 3 中, α 、 β 分别为开关函数 S_{npca} 从 0 到 1 的角度和从 1 到 2 的角度。

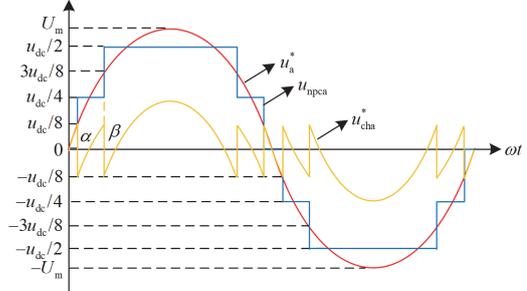


图 3 NHC-SVG 的 a 相参考电压和输出电压

Fig. 3 Phase a reference voltage and output voltage of NHC-SVG

由图 3 可知, NPC 功率单元工作于 50 Hz 的工频开关状态下, 其适宜采用高压器件, 而 CHB 功率单元采用载波相移调制, 可采用低压器件。

2 NPC 单元中点电位的分析与控制

NHC-SVG 中 NPC 功率单元中点电位的平衡是装置正常运行的关键。本节拟分析 NPC 功率单元中点电位, 并建立中点电位的平衡控制策略。

2.1 NPC 功率单元中点电位的分析

基于图 1, 由电容元件的伏安特性可得

$$i_{dcy} = C_G \frac{du_{dcy}}{dt} \quad (5)$$

由基尔霍夫电流定律可得

$$\begin{cases} i_1 = i_{dc2} - i_{dc1} = i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} \\ i_0 = i_{dc3} - i_{dc2} = i_{0a} + i_{0b} + i_{0c} \\ i_2 = i_{dc4} - i_{dc3} = i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} \\ i_{dc1} + i_1 + i_0 + i_2 = i_{dc4} \end{cases} \quad (6)$$

综合式(5)和式(6)可得电容电压偏差为

$$\begin{cases} \Delta u_{dc21} = u_{dc2} - u_{dc1} = \frac{1}{C_G} \int i_1 dt \\ \Delta u_{dc32} = u_{dc3} - u_{dc2} = \frac{1}{C_G} \int i_0 dt \\ \Delta u_{dc43} = u_{dc4} - u_{dc3} = \frac{1}{C_G} \int i_2 dt \\ \Delta u_{dc41} = \Delta u_{dc21} + \Delta u_{dc32} + \Delta u_{dc43} \end{cases} \quad (7)$$

若使 NPC 功率单元直流侧电容电压保持平衡,

则需要电容电压偏差经一个工频周期后为 0。由式(7)可知,需保证在一个工频周期内注入中点电流的定积分为 0,而中点电流 i_1 、 i_0 、 i_2 与 NHC-SVG 三相补偿电流和 NPC 功率单元开关函数有关。

基于图 1 的拓扑, NPC 功率单元 j 相注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的电流 i_{1j} 、 i_{0j} 、 i_{2j} 与该相开关函数、NHC-SVG 补偿电流的关系如表 1 所示。

表 1 注入结点电流、开关函数与补偿电流的关系

Table 1 Relationship between injection junction current, switching function and compensation current

开关函数	注入结点 电流 i_{1j}	注入结点 电流 i_{0j}	注入结点 电流 i_{2j}
$S_{npcej} = -2$	0	0	0
$S_{npcej} = -1$	0	0	i_j
$S_{npcej} = 0$	0	i_j	0
$S_{npcej} = 1$	i_j	0	0
$S_{npcej} = 2$	0	0	0

为便于对注入中点的电流进行建模,定义各相注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的中点电流注入系数 k_{1j} 、 k_{0j} 、 k_{2j} 为

$$k_{1j} = \begin{cases} 1 & (S_{npcej} = 1) \\ 0 & (S_{npcej} \neq 1) \end{cases} \quad (8)$$

$$k_{0j} = \begin{cases} 1 & (S_{npcej} = 0) \\ 0 & (S_{npcej} \neq 0) \end{cases} \quad (9)$$

$$k_{2j} = \begin{cases} 1 & (S_{npcej} = -1) \\ 0 & (S_{npcej} \neq -1) \end{cases} \quad (10)$$

则电流 i_{1j} 、 i_{0j} 、 i_{2j} 可表示为

$$i_{1j} = k_{1j} i_j \quad (11)$$

$$i_{0j} = k_{0j} i_j \quad (12)$$

$$i_{2j} = k_{2j} i_j \quad (13)$$

将式(11)一式(13)代入式(6),可得注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的中点电流分别为

$$i_1 = k_{1a} i_a + k_{1b} i_b + k_{1c} i_c \quad (14)$$

$$i_0 = k_{0a} i_a + k_{0b} i_b + k_{0c} i_c \quad (15)$$

$$i_2 = k_{2a} i_a + k_{2b} i_b + k_{2c} i_c \quad (16)$$

进一步求取中点电流 i_1 、 i_0 、 i_2 在一个工频周期内的积分值,由式(14)一式(16)可知,中点电流为三相注入结点的电流之和,首先分析 a 相注入各结点电流在一个周期内的积分。设 NHC-SVG 的 a 相补偿电流为

$$i_a = I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (17)$$

式中: I_m 为补偿电流幅值; φ 为补偿电流超前 NHC-SVG 输出基波电压的角度。由第 1 节调制方法并综合式(8)一式(17)可得, a 相注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的电流 i_{1a} 、 i_{0a} 、 i_{2a} 在一个工频周期内积分求取示意图如图 4 所示,图 4 中, Q_{1a} 、 Q_{0a} 、 Q_{2a} 分别为电流 i_{1a} 、 i_{0a} 、 i_{2a} 在一个工频周期内的积分值,即在一个工频周期内注入结点 O_1 、 O_0 、 O_2 的 a 相电荷量。

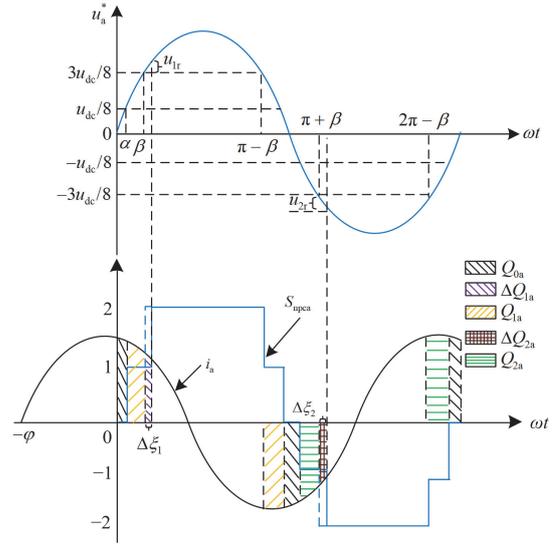


图 4 a 相注入结点电流电荷量求取示意图

Fig. 4 Schematic diagram of charge quantity of phase a injection node current

由图 4 可得 a 相注入结点 O_1 的电荷量 Q_{1a} 为

$$Q_{1a} = \int_{\alpha}^{\beta} k_{1a} i_a d(\omega t) + \int_{\pi-\beta}^{\pi-\alpha} k_{1a} i_a d(\omega t) = 4I_m \sin \frac{\beta-\alpha}{2} \sin \frac{\alpha+\beta}{2} \cos(\varphi) \quad (18)$$

在理想状态下, NHC-SVG 中 $\varphi = \pm\pi/2$, 则 Q_{1a} 为 0, 但考虑装置的损耗, 实际上 $\cos\varphi$ 会略大于 0。考虑到 NPC 功率单元三相的对称性, 在一个工频周期中 b 相和 c 相注入结点 O_1 的电荷量与 Q_{1a} 取值相同, 结合式(7)和式(18)可知, 电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 在一个工频周期中的偏差 Δu_{dc21} 为

$$\Delta u_{dc21} = \frac{12I_m}{C_G} \sin \frac{\beta-\alpha}{2} \sin \frac{\alpha+\beta}{2} \cos\varphi \quad (19)$$

由式(19)可知, 经过一个工频周期, 若 $\cos(\varphi)$ 略大于 0, 则电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 会存在电压偏差, 电压偏差经多个工频周期累积会引起两个电容电压不平衡逐渐加剧造成电压失控。

同理, 由图 4 可得 a 相注入结点 O_2 的电荷量 Q_{2a} , 进而可得电容电压 u_{dc3} 与 u_{dc4} 在一个工频周期

中的偏差 Δu_{dc43} 为

$$\Delta u_{dc43} = -\frac{12I_m}{C_G} \sin \frac{\beta - \alpha}{2} \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos(\varphi) \quad (20)$$

由式(20)可知, 电容电压 u_{dc3} 与 u_{dc4} 也将存在不平衡。

同理, 由图 4 可得 a 相注入结点 O_0 的电荷量 Q_{0a} 。考虑三相对称, 故三相注入结点 O_0 的电荷量在一个工频周期内为 0, 即

$$\Delta u_{dc32} = 0 \quad (21)$$

故电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 不平衡。

将式(19)一式(21)代入式(7)可得

$$\Delta u_{dc41} = 0 \quad (22)$$

可知电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc4} 平衡。

2.2 NPC 功率单元中点电位的控制

NPC 功率单元中点电位分析表明, 电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 之间、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 之间电压不平衡, 故需要设计平衡控制策略。虽然 u_{dc2} 与 u_{dc3} 在稳态时保持电压平衡, 但考虑到稳态时的扰动可能会破坏二者之间的平衡状态, 因此也需要设计平衡控制策略。当上述电容电压平衡后, u_{dc1} 与 u_{dc4} 之间也保持电压平衡。本节将分别设计两类平衡控制策略。

1) 电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 的平衡策略

为实现电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 的平衡控制, 分别引入调制门电压增量 u_{1r} 和 u_{2r} , 则 NPC 功率单元开关状态函数改为

$$S_{npj} = \begin{cases} 2, u_j^* > 3u_{dc}/8 + u_{1r}\zeta_j \\ 1, u_{dc}/8 < u_j^* < 3u_{dc}/8 + u_{1r}\zeta_j \\ 0, -u_{dc}/8 < u_j^* < -u_{dc}/8 \\ -1, -3u_{dc}/8 + u_{2r}\zeta_j < u_j^* < -u_{dc}/8 \\ -2, u_j^* < -3u_{dc}/8 + u_{2r}\zeta_j \end{cases} \quad (23)$$

其中

$$\zeta_j = \begin{cases} 1 & \varepsilon_j \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \cup \left[\pi, \frac{3\pi}{2}\right] \\ 0 & \varepsilon_j \in \left(\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right) \cup \left(\frac{3\pi}{2}, 2\pi\right) \end{cases} \quad (24)$$

式中, ε_j 为三相调制参考电压 u_j^* 的相位。基于式(23), 以 a 相为例, 可得在一个工频周期内 a 相注入结点 O_1 、 O_2 的平衡调节电荷量图, 如图 4 所示。

图 4 中: S_{npca} 虚线部分为门电压为零时开关函数波形; $\Delta\xi_1$ 和 $\Delta\xi_2$ 为相对应的相位增量; ΔQ_{1a} 、 ΔQ_{2a} 为实现中点电位平衡调节产生的电荷增量, 实线部分为门电压不为零时开关函数波形。由图 4

可得

$$\Delta Q_{1a} = \int_{\beta}^{\beta+\Delta\xi_1} k_{1a} i_a d(\omega t) = I_m \sin\left(\beta + \varphi + \frac{\Delta\xi_1}{2}\right) \sin \frac{\Delta\xi_1}{2} \quad (25)$$

结合式(7)、式(19)和式(25)可知, 此时电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 在一个工频周期中的偏差为

$$\Delta u_{dc21} = \frac{6I_m}{C_G} \left[\sin\left(\beta + \varphi + \frac{\Delta\xi_1}{2}\right) \sin \frac{\Delta\xi_1}{2} \right] + \frac{12I_m}{C_G} \sin \frac{\beta - \alpha}{2} \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \varphi \quad (26)$$

由式(26)可知, 可通过调节调制门电压增量 u_{1r} 产生相位增量 $\Delta\xi_1$, 进而实现电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 偏差的调节。

同理, 由图 4 可得, 电容电压 u_{dc3} 与 u_{dc4} 在一个工频周期中的偏差 Δu_{dc43} 为

$$\Delta u_{dc43} = -\frac{6I_m}{C_G} \left[\sin\left(\beta + \varphi + \frac{\Delta\xi_2}{2}\right) \sin \frac{\Delta\xi_2}{2} \right] - \frac{12I_m}{C_G} \sin \frac{\beta - \alpha}{2} \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \varphi \quad (27)$$

由式(27)可知, 可通过调节调制门电压增量 u_{2r} 产生相位增量 $\Delta\xi_2$, 进而实现电容电压 u_{dc3} 与 u_{dc4} 电压偏差的调节。

电容电压平衡控制带来的相位增量 $\Delta\xi_1$ 和 $\Delta\xi_2$ 会对调制直流电压利用率产生影响, 故对电容电压平衡所需的相位增量进行分析。由式(26)和式(27)分析可知, 功率因数不为零的原因是电容电压稳态不平衡。考虑 SVG 的功率因数较低, φ 接近于 90° , 取 $88^\circ < \varphi < 92^\circ$, 基于式(26)和式(27)分析功率因数不为零时电容电压平衡所需的相位增量。以容性工况下为例, 结合图 3 和 4.1 节分析可知 α 、 β 的值分别为 $\arcsin(1/5)$ 、 $\arcsin(3/5)$, 令式(26)和式(27)所示的电容电压偏差取值为 0, 则补偿电流超前 NHC-SVG 输出基波电压的角度 φ 与电容电压平衡控制引入的相位增量 $\Delta\xi_1$ 和 $\Delta\xi_2$ 的关系如图 5 所示。由图 5 可知, 电容电压平衡控制所产生的相位增量角度较小, 故其对 NHC-SVG 调制直流电压利用率的影响较小。

基于上述分析, 建立电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 平衡控制的方案如图 6 所示。 u_{dc1} 与 u_{dc2} 、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 分别作差后, 经 PI 调节后得到调制门电压增量 u_{1r} 与 u_{2r} , 通过式(24)得到变量 ζ_j , 采用式(23)进行调制, 最终实现 u_{dc1} 与 u_{dc2} 、 u_{dc3} 与 u_{dc4} 的平衡控制。

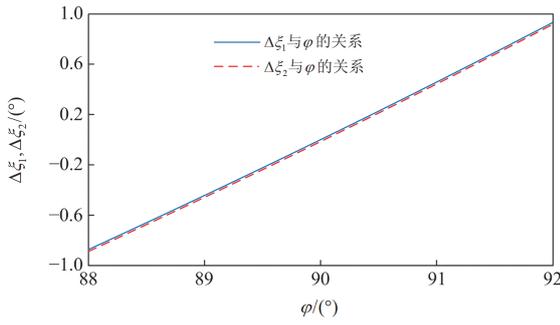


图 5 φ 与 $\Delta\xi_1$ 和 $\Delta\xi_2$ 的关系图

Fig. 5 Relationship between φ and $\Delta\xi_1$ and $\Delta\xi_2$

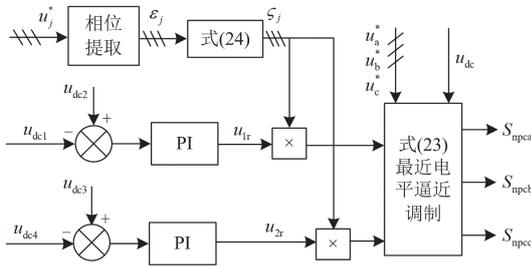


图 6 电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 和 u_{dc3} 与 u_{dc4} 平衡控制框图

Fig. 6 Capacitor voltage u_{dc1} and u_{dc2} , u_{dc3} and u_{dc4} balance control block diagram

2) 电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 平衡控制

为确保电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 因扰动等造成的电压偏差可控, 设计一种注入二倍频谐波电流的平衡控制方法。

在补偿电流中注入二倍频谐波电流时, 以 a 相为例, 设 a 相补偿电流中注入的二倍频谐波 i_{ha}^* 为

$$i_{ha}^* = I_{hm} \sin(2\omega t + \eta) \quad (28)$$

式中: I_{hm} 为二倍频谐波电流幅值; η 为其初始相位。

基于式(28), i_{ha}^* 注入结点 O_0 的电荷量如图 7 所示, 可得

$$\Delta Q_{0a} = \int_0^\alpha k_{0a} i_{ha}^* d(\omega t) + \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} k_{0a} i_{ha}^* d(\omega t) + \int_{2\pi-\alpha}^{2\pi} k_{0a} i_{ha}^* d(\omega t) = 2I_{hm} \sin 2\alpha \sin \eta \quad (29)$$

由式(29)可知, 注入二倍频谐波可实现 u_{dc2} 与 u_{dc3} 电压偏差的调节。同时, 为使注入二倍频谐波电流最小, 可令二倍频谐波补偿电流初始相位 $\eta = \pi/2$ 。

电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 的平衡控制中可将 u_{dc2} 与 u_{dc3} 作差后, 经过比例积分(proportion integration, PI) 控制器调节后得到二倍频谐波电流幅值 I_{hm} 。由于 u_{dc2} 与 u_{dc3} 只有在装置启动或受扰动时才会产生, 并

不存在持续的不平衡功率, 故二倍频谐波在稳态时幅值为 0。

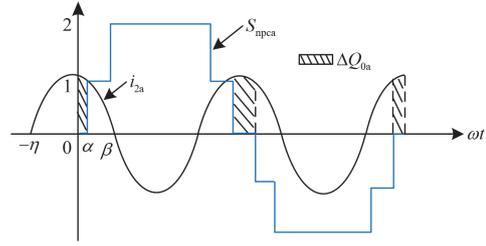


图 7 i_{ha}^* 注入结点 O_0 的平衡调节电荷量图

Fig. 7 Equilibrated charge quantity diagram of i_{ha}^* injection node O_0

3 NHC-SVG 控制策略

NHC-SVG 控制框图如图 8 所示, 图中包含 NHC-SVG 直流侧总电压控制、NPC 功率单元电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 平衡控制、电流环控制、NPC 功率单元直流电压控制、NPC 功率单元电容电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 和电容电压 u_{dc3} 与 u_{dc4} 平衡控制、CHB 功率单元相间电压平衡控制、CHB 功率单元相内电压平衡控制和载波相移调制。图中 U_{NHC-dc}^* 为 NHC-SVG 直流侧总电压的指令值; u_{c-ave} 为 CHB 功率单元直流侧电容电压的平均值; I_d 为直流侧总电压控制的有功电流幅值指令值; θ 为通过锁相环得到的电网电压相角; i_{pj}^* 为 NHC-SVG 的三相有功指令电流; i_{qj}^* 为 NHC-SVG 的三相无功指令电流; i_j^* 为电流环控制指令电流; U_{NPC-dc}^* 为 NPC 功率单元直流侧电压指令值; $\sin(\text{phase}_j)$ 为与三相无功指令电流同相位的正弦信号; Δu_j 为 NPC 功率单元直流电压控制叠加到 NPC 功率单元调制参考电压中的电压增量; ΔP_A 、 ΔP_B 为满足相间功率平衡所需的有功功率增量; u_{0Y} 为相间电压平衡控制所注入的零序电压; u_{chj}^{**} 为注入零序电压前的 CHB 功率单元调制参考电压; u_{chj}^* 为注入零序电压后的 CHB 功率单元调制参考电压。

1) NHC-SVG 直流侧总电压控制

采用文献[19]提出的控制方案, 将 U_{NHC-dc}^* 与 NHC-SVG 直流电压实际值作比较, 经过 PI 控制器调节后得到有功电流幅值指令值 I_d 。有功电流用来补偿 NHC-SVG 的损耗, 使直流侧总电压保持稳定。

2) NPC 功率单元直流侧电压控制

通过向 NPC 功率单元调制参考电压中注入与补偿电流同相位的电压增量 Δu_j , 以实现 NPC 功率单元直流侧电压的控制。

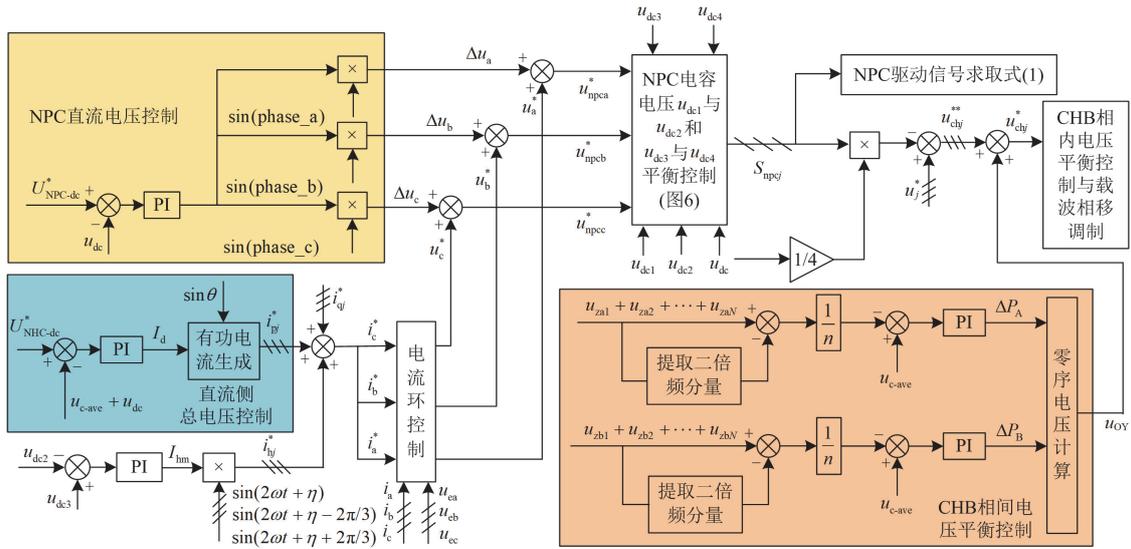


图 8 NHC-SVG 控制框图

Fig. 8 NHC-SVG control block diagram

3) CHB 功率单元直流电压平衡控制

CHB 功率单元相内直流电压平衡控制采用子模块电容电压均衡策略^[23]。相间直流电压平衡控制采用零序电压叠加法^[24]。

当电网电压不平衡时, 采用单相级联的 CHB 功率单元需注入零序电压以实现相间直流电压的平衡。由于 NPC 功率单元存在公共直流母线, 因此只需考虑 CHB 功率单元相间电压平衡。基于文献[20]的分析, 设注入的零序电压 u_0 为

$$u_0 = U_0 \cos(\omega t + \mu_0) \quad (30)$$

式中, U_0 和 μ_0 分别为注入到 CHB 功率单元中的零序电压幅值和初始相角。则此时为实现 CHB 功率单元相间直流电压平衡而注入的零序电压需满足式(31)。

$$\begin{cases} U_0 \sin \mu_0 = \frac{\sqrt{3}}{6} (\psi_c - \psi_b) K_u U_+ \cos \delta - \\ \quad \frac{1}{6} (4\psi_a + \psi_b + \psi_c) K_u U_+ \sin \delta \\ U_0 \cos \mu_0 = \frac{1}{2} (\psi_b + \psi_c) K_u U_+ \cos \delta + \\ \quad \frac{\sqrt{3}}{6} (\psi_b - \psi_c) K_u U_+ \sin \delta \end{cases} \quad (31)$$

其中

$$\psi_j = \frac{U_{\text{chbj1}}}{U_{\text{mj}}} \quad (32)$$

式中: K_u 为电网电压不平衡度, 其为电网电压负序分量幅值与正序分量幅值之比; U_+ 为电网正序电压

幅值; δ 为电网负序电压超前正序电压的角度; U_{chbj1} 为 CHB 功率单元中 j 相输出电压基波分量的幅值。

基于文献[20]的理论分析方法, 可得 CHB 功率单元输出电压基波分量, 其计算公式如式(33)所示。

$$U_{\text{chbj1}} = \begin{cases} U_{\text{mj}}, & U_{\text{mj}} < \frac{u_{\text{dc}}}{8} \\ U_{\text{mj}} - \frac{u_{\text{dc}}}{\pi} \cos \left[\arcsin \left(\frac{u_{\text{dc}}}{8U_{\text{mj}}} \right) \right], & \frac{u_{\text{dc}}}{8} \leq U_{\text{mj}} \leq \frac{3u_{\text{dc}}}{8} \\ U_{\text{mj}} - \frac{u_{\text{dc}}}{\pi} \left[\cos \left(\arcsin \left(\frac{u_{\text{dc}}}{8U_{\text{mj}}} \right) \right) + \right. \\ \quad \left. \cos \left(\arcsin \left(\frac{3u_{\text{dc}}}{8U_{\text{mj}}} \right) \right) \right], & U_{\text{mj}} > \frac{3u_{\text{dc}}}{8} \end{cases} \quad (33)$$

4 NHC-SVG 算例分析

NHC-SVG 用高压 NPC 功率单元代替多个低压 CHB 功率单元, 相较于星接 CHB-SVG 在减少器件数量、提升装置效率和适应电网电压不平衡等方面均具有优势。受篇幅限制, 本节仅从器件数量和电网电压不平衡的适应性方面进行算例对比, 以明晰 NHC-SVG 的特点。本节以 10 kV/5 Mvar 的 SVG 为例开展算例分析。

4.1 NHC-SVG 器件选择与对比分析

1) NHC-SVG 器件选择

基于文献[19]的理论分析, 由图 3 可知, 当 CHB

部分调制参考电压的 3 个极值点 $u_{\text{cha}}^*(\alpha)$ 、 $u_{\text{cha}}^*(\beta)$ 、 $u_{\text{cha}}^*(\pi/2)$ 相等时, 可以尽可能提升 NPC 功率单元的直流电压, 且 NHC-SVG 整体直流侧电压利用率与星接 CHB-SVG 一致, 故 CHB 功率单元调制参考电压的 3 个极值点 $u_{\text{cha}}^*(\alpha)$ 、 $u_{\text{cha}}^*(\beta)$ 、 $u_{\text{cha}}^*(\pi/2)$ 满足:

$$\begin{cases} u_{\text{cha}}^*(\alpha) = u_{\text{cha}}^*(\beta) = \frac{1}{8}u_{\text{dc}} \\ u_{\text{cha}}^*\left(\frac{\pi}{2}\right) = U_m - \frac{1}{8}u_{\text{dc}} \end{cases} \quad (34)$$

由式(34)可得

$$u_{\text{dc}} = \frac{8}{5}U_m \quad (35)$$

当电网电压为 10 kV、补偿容量为 5 Mvar 时, 滤波电抗标幺值 X_L^* 取值为 0.08^[25], 则 NHC-SVG 输出相电压幅值为

$$U_m = \frac{\sqrt{2}u_1}{\sqrt{3}} \times (1 + 0.08) = 8.82 \text{ kV} \quad (36)$$

式中, u_1 为电网线电压有效值, 则 NPC 功率单元的直流侧电压指令值为

$$U_{\text{NPC-dc}}^* = \frac{8}{5}U_m = 14.11 \text{ kV} \quad (37)$$

可得 NPC 功率单元单个器件的耐压为 3.53 kV, 可选取耐压为 6.5 kV 的 IGBT。

为使 NHC-SVG 直流侧电压保留一定的裕量, 选用 3 个 CHB 功率单元, 直流侧电压指令值取 1 kV, 选用 1.7 kV 的 IGBT, 则 NHC-SVG 直流侧约有 10% 的裕量。

2) 星接 CHB-SVG 器件选择

基于文献[26], 星接 CHB-SVG 选取耐压为 2.5 kV 的 IGBT, 直流侧电压指令值 U_c 设为 1.5 kV, 直流侧电压保留 10% 的裕量, 则每相需要 H 桥模块数 M 为

$$M = \frac{1.1U_m}{U_c} \approx 7 \quad (38)$$

3) NHC-SVG 与星接 CHB-SVG 器件数量对比

两种 SVG 的开关器件数量如表 2 所示。由表 2 可知, 相比星接 CHB-SVG, NHC-SVG 开关器件总数减少, 用 24 个高压 IGBT 代替了 48 个 2.5 kV 的 IGBT, 器件数量得到大幅减少, 有利于降低控制的复杂度。

4.2 电网电压不平衡的适应性分析

在选取完直流侧电压后, 受调制输出的约束, 两种 SVG 对电网电压不平衡情况的适应能力不同。本节在电网电压不平衡时以补偿额定的正序无功电流为例, 讨论两种 SVG 在电网电压不平衡时的适应性。

表 2 两种 SVG 的器件数对比

Table 2 Comparison of the number of devices of two SVGs

器件数	NHC-SVG	星接 CHB-SVG
IGBT	24	0
2.5 kV 的 IGBT	0	84
1.7 kV 的 IGBT	36	0
总数	60	84

由图 8 可知, 此时 CHB 功率单元的调制参考电压可表示为 u_{chj}^* 和零序电压 u_{OY} 之和。当只考虑电网电压不平衡引起的 CHB 功率单元相间电压平衡控制时, 零序电压 u_{OY} 即为零序电压 u_0 。考虑二者幅值叠加的情况, CHB 功率单元所需直流电压应满足:

$$U_{\text{CHB-dc}}^* \geq U_{\text{chm}}^* + U_0 \quad (39)$$

式中, U_{chm}^* 为 CHB 功率单元调制参考电压的幅值。

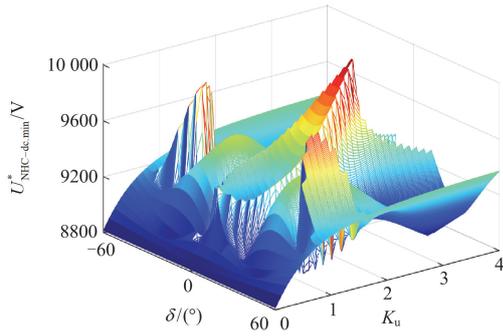
以 NHC-SVG 与星接 CHB-SVG 两种拓扑所承受耐压相同为条件, 定义 NHC-SVG 直流侧电压指令值为

$$U_{\text{NHC-dc.min}}^* = \frac{1}{2}U_{\text{NPC-dc}}^* + U_{\text{CHB-dc}}^* \quad (40)$$

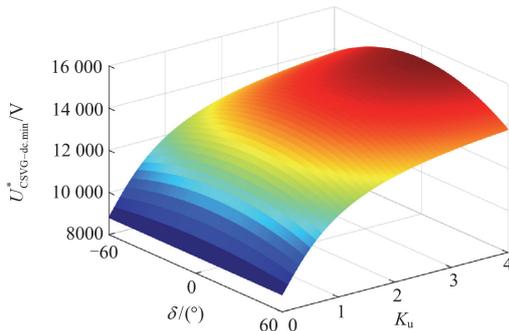
考虑电网电压不平衡时对三相电网电压幅值的影响存在对称性^[20], 设 δ 取值范围为 $-60^\circ < \delta < 60^\circ$, 此时 a 相电网电压最大。基于文献[20]的计算方法, K_u 、 δ 与 NHC-SVG 直流侧电压最小值 $U_{\text{NHC-dc.min}}^*$ 之间的关系如图 9(a)所示。同理, 基于文献[27], 令式(31)中 ψ_j 为 1, 则式(31)为星接 CHB-SVG 实现相间电压不平衡控制所需要注入的零序电压。可得 K_u 、 δ 与星接 CHB-SVG 直流侧电压最小值 $U_{\text{CSVG-dc.min}}^*$ 之间的关系如图 9(b)所示。

由图 9 可知, 随着 K_u 增大, 当 δ 为 0° 时直流侧电压指令值最大, 因此取 δ 为 0° , 则 $U_{\text{NHC-dc.min}}^*$ 、 $U_{\text{CSVG-dc.min}}^*$ 与 K_u 之间的关系如表 3 所示。同时, 当 δ 为 0° 时, NHC-SVG 直流侧电压指令值先增大后减小, 当 K_u 为 2.9 时, NHC-SVG 直流侧电压指令值达到最大值为 10.01 kV。

基于本文算例选取的器件, NHC-SVG 直流电压为 10.05 kV, 星接 CHB-SVG 直流电压为 10.5 kV。对照图 9 和表 3, NHC-SVG 在 K_u 小于 4 时均可以输出额定补偿电流, 实际上存在其可耐受 K_u 更大的情况, 这里只给出 K_u 小于 4; 而星接 CHB-SVG 只能在 K_u 小于 0.28 时才可以输出额定补偿电流, 此时 $U_{\text{CSVG-dc.min}}^*$ 为 10 580 V。



(a) NHC-SVG 直流侧电压最小值与 K_u 和 δ 的关系



(b) 星接 CHB-SVG 直流侧电压最小值与 K_u 和 δ 的关系

图 9 两种拓扑 K_u 和 δ 的关系图

Fig. 9 Relationship between two topologies K_u and δ

当电网故障时, 需要无功对电压进行支撑, 而电网电压的不对称制约了星接 CHB-SVG 补偿无功的能力, 相同直流电压约束下 NHC-SVG 具有更好的电网电压不平衡适应性。

表 3 两种 SVG 直流侧电压指令值

Table 3 DC side voltage instruction values of two SVGs

K_u	$U_{NHC-dc.min}^*/$	$U_{CSVG-dc.min}^*/$	K_u	$U_{NHC-dc.min}^*/$	$U_{CSVG-dc.min}^*/$
	V	V		V	V
0.3	8952	10 700	2.5	9789	14 650
0.5	9358	11 540	2.9	10 010	14 890
1.0	9111	12 900	3.0	9559	14940
1.5	9208	13 720	3.5	8882	15 170
2.0	9488	14 260	4.0	9130	15 350

5 仿真验证

为验证所建立 NHC-SVG 和算例分析的有效性, 基于 Matlab/Simulink 软件建立 10 kV/5 Mvar 等级的 NHC-SVG 仿真模型。考虑 SVG 补偿电流超前电网电压时其所需输出的电压幅值更大, 因此采用补偿电流超前电网电压的情况进行仿真。为验证 NHC-SVG 调制及控制的有效性, 并分析其对电网电压不平衡的适应性, 仿真在电网电压平衡和电网

电压不平衡两种情况下进行。同时, 将 NHC-SVG 和星接 CHB-SVG 进行对比分析, 验证 NHC-SVG 的优势。两种拓扑仿真参数如表 4 所示。

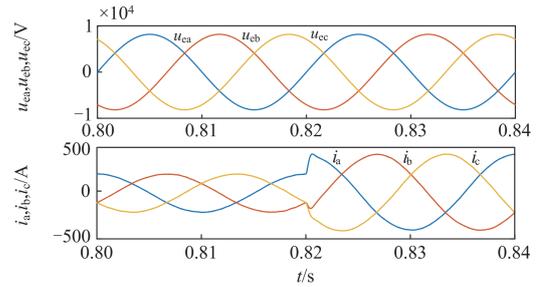
表 4 两种拓扑仿真参数

Table 4 Simulation parameters of two topologies

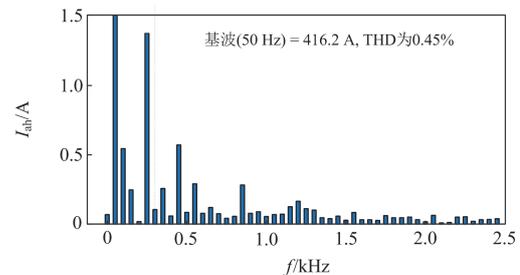
参数	NHC-SVG	星接 CHB-SVG
电网线电压有效值/kV	10	10
额定补偿容量/Mvar	5	5
额定补偿电流幅值/A	408	408
CHB 载波频率/Hz	1000	400
等效开关频率/Hz	6100	5600
CHB 子模块数	3	7
滤波电抗器等效电感值/mH	5.08(10%)	5.08(10%)
CHB 直流电压指令值/kV	1	1.5
NPC 直流电压指令值/kV	14.11	—
电网电压不平衡度	1	0.3

5.1 电网电压平衡条件下仿真分析

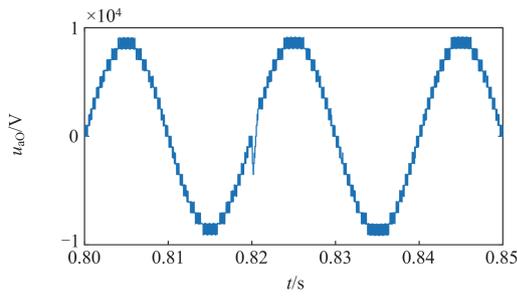
为验证 NHC-SVG 的补偿特性, 补偿功率从感性 2.5 Mvar 跃变到额定 5 Mvar, 得到图 10 所示的电网电压平衡条件下 NHC-SVG 仿真图。图 10(a)为三相电网电压和补偿电流波形。图 10(b)为 a 相额定补偿电流 i_a 谐波分析, 其基波幅值为 416.2 A, 与理论计算的误差为 1.97%, 图中 I_{ah} 为 h 次电流分量幅值, 其电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为 0.45%。图 10(c)为 a 相输出相电压 u_{aO} 波形。图 10(d)为 a 相输出相电压 u_{aO} 的谐波分析, 图中 U_{aOk} 为 k 次电压分量幅值, 电压的 THD 为 6.97%, 其特征次谐波频率聚集于 6 kHz, 与拓扑等效开关频率



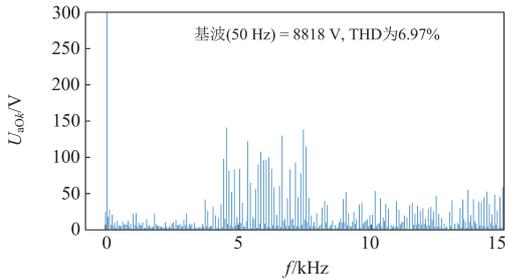
(a) 电网三相电压和补偿电流波形



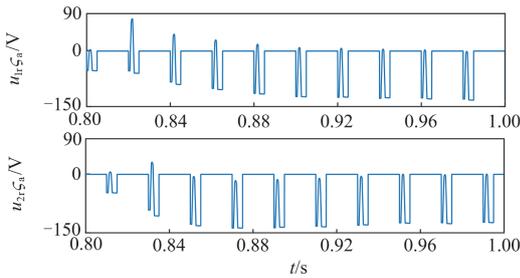
(b) a 相额定补偿电流 i_a 谐波分析



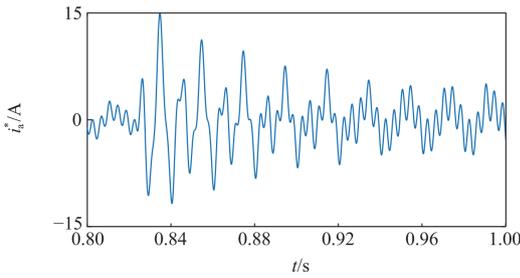
(c) a相输出相电压 u_{a0} 波形



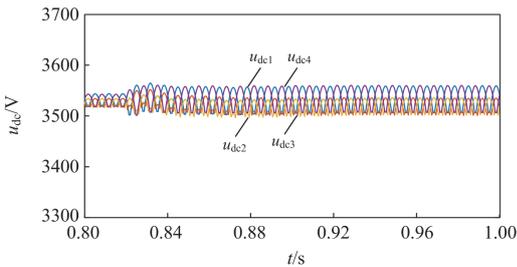
(d) 输出相电压 u_{a0} 谐波分析



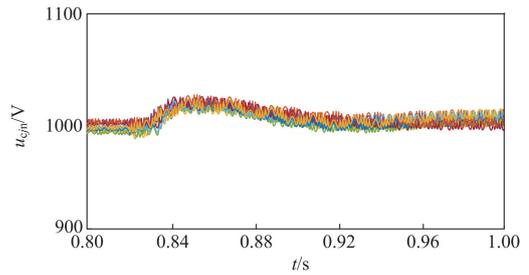
(e) 注入a相电压增量 u_{1r} 和 u_{2r} 波形



(f) 注入a相二倍频谐波电流波形



(g) NPC功率单元直流侧电容电压波形



(h) CHB功率单元直流侧电容电压波形

图 10 NHC-SVG 电网电压平衡条件下仿真波形

Fig. 10 NHC-SVG simulation waveform under power grid voltage balance

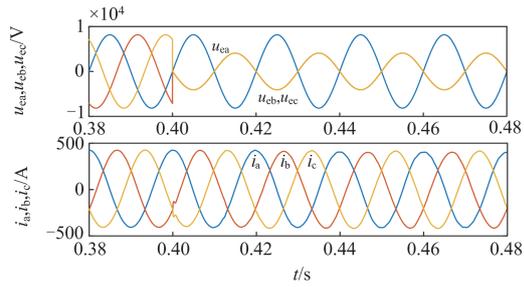
相符。图 10(e)为中点平衡控制注入 a 相电压增量 u_{1r} 和 u_{2r} 波形,其稳态时最大值分别为 -141 V 、 -128 V ,可求得此时的相位增量 $\Delta\xi_1$ 和 $\Delta\xi_2$ 分别为 -1.14° 、 -1.04° ,角度非常微小,证明了图 5 分析的正确性。图 10(f)为注入二倍频谐波电流波形,其稳态时幅值为 6 A ,且主要是由控制中电容电压扰动造成,因扰动造成的电容电压 u_{dc2} 与 u_{dc3} 不平衡程度非常微小。图 10(g)为 NPC 功率单元直流侧电容电压波形,由图可知,4 个电容电压平衡,表明所提中点平衡策略的有效性。图 10(h)为 CHB 功率单元直流侧电容电压波形,电容电压均值稳定于 1000 V ,电容电压稳定。

附录 A 中图 A1 为容性工况电网电压平衡条件下的星接 CHB-SVG 仿真波形,仿真参数如表 4 所示。由图 10 和图 A1 可知, NHC-SVG 与星接 CHB-SVG 有相似的补偿效果,证明本文所建立拓扑的有效性。

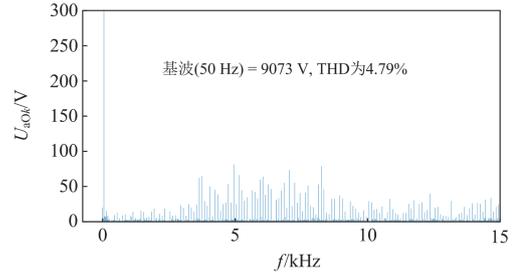
5.2 电网电压不平衡条件下仿真分析

为验证 SVG 对电网电压不平衡的适应性,仅以 K_u 为 1 为例进行说明。仿真条件:在 0.4 s 时电网电压发生不平衡, K_u 为 1,并设置 δ 为 0° ,该条件下 A 相电压幅值最大,其为电网额定电压。电网电压不平衡下 NHC-SVG 的仿真波形如图 11 所示。

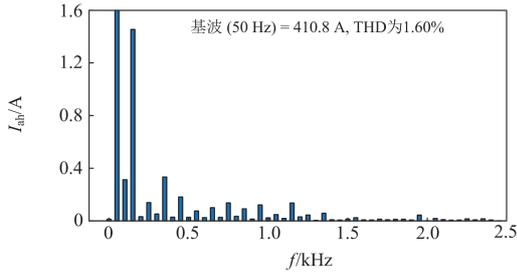
图 11(a)为三相电网电压和补偿电流波形,图 11(b)为 a 相补偿电流谐波分析,其基波幅值为 410.8 A ,与理论计算的误差为 0.68% ,THD 为 1.60% 。图 11(c)为 NPC 功率单元直流侧电容电压波形,由图可知,在电网不平衡条件下所提中点平衡控制策略仍然有效。图 11(d)为 CHB 功率单元直流侧电容电压波形,电容电压稳定于 1000 V 。图 11(e)为 NHC-SVG 三相调制参考电压,其 a 相调制参考电压幅值最大为 9062 V 。图 11(f)为 NHC-SVG 的 a 相输出相电压 u_{a0} 谐波分析,基波电压幅值为 9073 V 。综合图 11(e)和图 11(f)可知,该电网电压不平衡条件下,



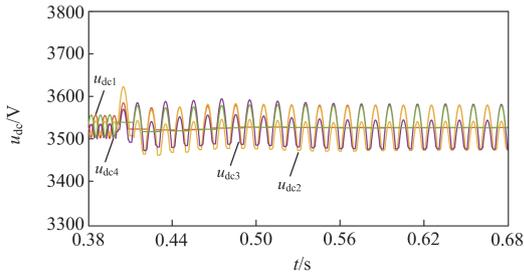
(a) 电网三相电压和补偿电流波形



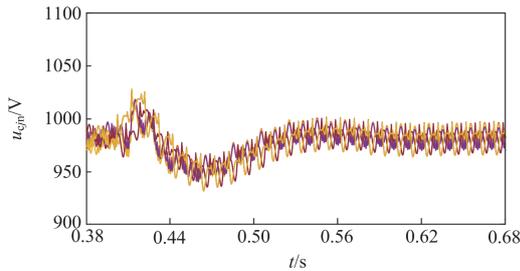
(f) 输出相电压 u_{a0} 谐波分析



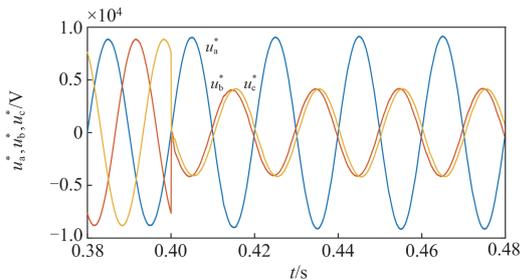
(b) a相补偿电流谐波分析



(c) NPC功率单元直流侧电容电压波形



(d) CHB功率单元直流侧电容电压波形



(e) NHC-SVG三相调制参考电压波形

图 11 NHC-SVG 电网电压不平衡下仿真波形

Fig. 11 NHC-SVG simulation waveform under imbalance of power grid voltage

NHC-SVG 输出额定容性电流时, 所需的最低直流电压应为 9073 V, 与表 3 计算值 9111 V 的误差为 0.42%。

附录 A 图 A2 为电网电压不平衡条件下星接 CHB-SVG 的仿真波形, 仿真参数如表 4 所示。由第 4 节分析可知, 星接 CHB-SVG 只在 K_u 小于 0.28 时才可以输出额定补偿电流, 考虑电容电压控制的误差, 并便于与表 3 对比, 设置星接 CHB-SVG 的 K_u 为 0.3。由图 A2(c)可知, CHB 功率单元直流侧电容电压稳定于 1500 V。由图 A2(d)可知, 星接 CHB-SVG 的 a 相调制参考电压幅值最大, 其为 10 674 V。图 A2(e)为星接 CHB-SVG 的 a 相输出相电压 u_{a0} 谐波分析, 其基波电压幅值为 10 688 V。综合图 A2(c)一图 A2(e)可知, 该电网电压不平衡下, 星接 CHB-SVG 输出额定容性电流, 所需最低直流电压应为 10 688 V, 与表 3 的计算值 10 700 V 的误差为 0.12%。

综合仿真结果证明表 3 的正确性, 且同等条件下, NHC-SVG 比星接 CHB-SVG 具有更强的不平衡补偿能力。

6 结论

基于 10 kV 电网电压, 建立一种由 NPC 五电平功率单元和 CHB 功率单元构成的 NHC-SVG。分析拓扑调制原理, 对 NPC 功率单元中点电位平衡开展分析与控制, 建立系统控制方案, 开展算例设计、分析和仿真研究, 研究结论如下。

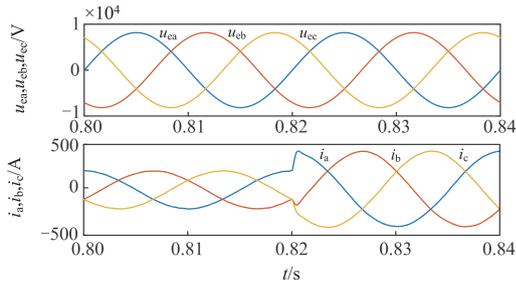
1) 采用 6.5 kV 器件的 NPC 五电平功率单元和 3 个采用 1.7 kV 器件的 CHB 功率单元混合级联形成的 SVG 能够实现 10 kV 电网的无功补偿, 电容电压可实现平衡控制。

2) 直流侧电压取 10%的裕量时, NHC-SVG 在

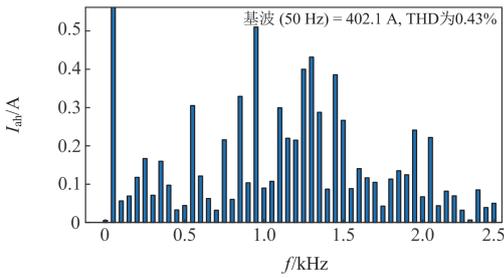
电网电压不平衡度大于 4 时仍能够输出额定正序无功电流；同等条件下，星接 CHB-SVG 对电网电压不平衡度的要求为小于 0.28。

本文的研究对降低 10 kV 电压等级级联 SVG 器件数量，提升级联 SVG 对电网电压不平衡的适应性有较好的效果，但针对补偿负序电流的情景需要进一步研究。

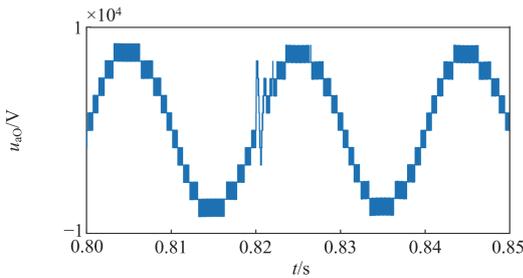
附录 A



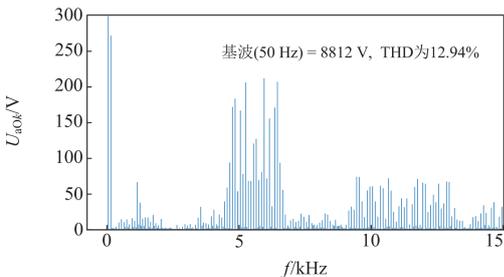
(a) 三相电网电压和补偿电流波形



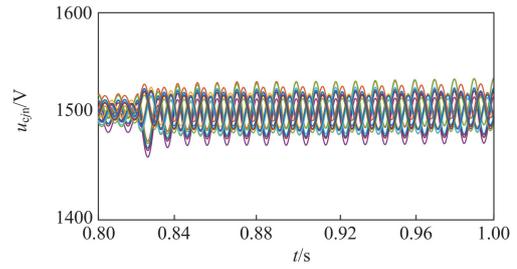
(b) a相补偿电流谐波分析



(c) a相输出相电压 u_{a0} 波形

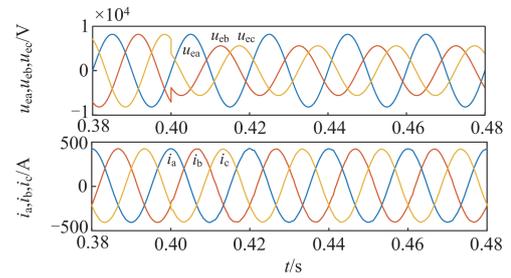


(d) 输出相电压 u_{a0} 谐波分析

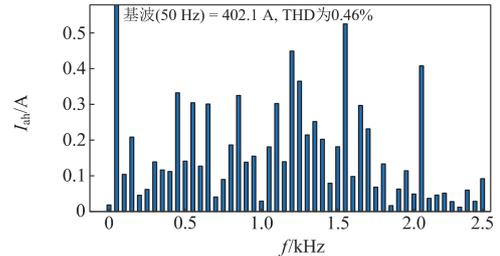


(e) CHB功率单元电容电压波形

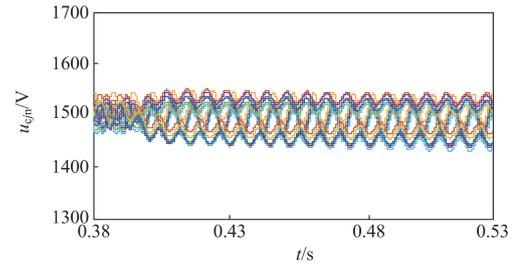
图 A1 星接 CHB-SVG 电网电压平衡条件下仿真波形
Fig. A1 Simulation waveform of star-connected CHB-SVG power grid voltage balance



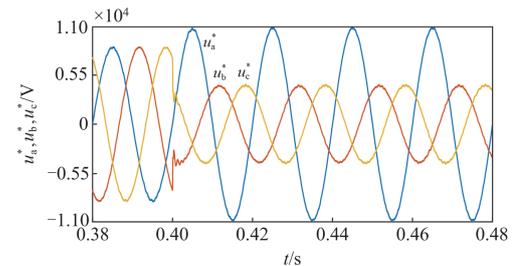
(a) 三相电网电压和补偿电流波形



(b) a相补偿电流谐波分析



(c) CHB功率单元电容电压波形



(d) 三相调制参考电压波形

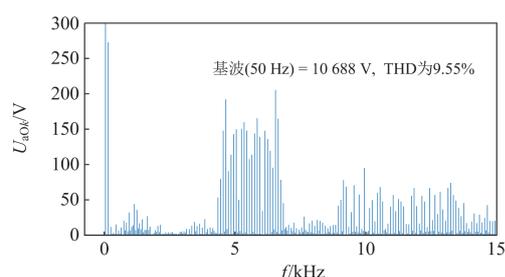
(e) 输出相电压 u_{a0} 谐波分析

图 A2 电网电压不平衡条件下星接 CHB-SVG 仿真波形
Fig. A2 Simulation waveform of star-connected CHB-SVG power grid voltage imbalance

参考文献

- [1] RODRIGUEZ E, LEYVA R, LIU Qingxiang, et al. Enhancing inductive operation of low-capacitance cascaded H-bridge STATCOMS using optimal third-harmonic circulating current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10788-10800.
- [2] 肖泽坤, 涂春鸣, 肖凡, 等. 基于 SVG 主动调控的弱电网下 VSG 并网系统稳定性提升方法[J]. 供用电, 2023, 40(5): 25-33.
XIAO Zekun, TU Chunming, XIAO Fan, et al. Stability improvement method of VSG grid-connected system under weak current network based on SVG active regulation[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(5): 25-33.
- [3] 卫银忠, 苏嘉彬, 陈斌, 等. 基于 SVG 动态损耗模型的变电站无功补偿设备协同经济运行策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(12): 177-187.
WEI Yinzong, SU Jiabin, CHEN Bin, et al. Cooperative economic operational strategy of substation reactive power compensation equipment based on an SVG dynamic loss model[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(12): 177-187.
- [4] HO A, CHUN T. Single-phase modified quasi-z-source cascaded hybrid five-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5125-5134.
- [5] 付博, 曾君, 刘俊峰. 一种基于飞跨电容的升压七电平逆变器[J]. 电力电子技术, 2022, 56(8): 4-7, 49.
FU Bo, ZENG Jun, LIU Junfeng. A boost seven-level inverter based on flying capacitor[J]. Power Electronics, 2022, 56(8): 4-7, 49.
- [6] LIU Qingxiang, RODRIGUEZ E, FARIVAR G, et al. Discontinuous modulation of a cascaded H-bridge low-capacitance STATCOM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2790-2800.
- [7] ZHENG Tong, GAO Congzhe, LIU Xiangdong, et al. A novel high-voltage DC transformer based on diode-clamped modular multilevel converters with voltage self-balancing capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10304-10314.
- [8] 吴娜, 赵成勇, 许建中. 储能型 STATCOM 的优化电压支撑控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 145-155.
WU Na, ZHAO Chengyong, XU Jianzhong. Optimized voltage support control strategy for energy storage STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 145-155.
- [9] 陶海军, 张晨杰, 赵蒙恩, 等. 级联 H 桥整流器谐波分析及混合控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 24-33.
TAO Haijun, ZHANG Chenjie, ZHAO Meng'en, et al. Harmonic analysis and hybrid control of a cascaded H-bridge rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 24-33.
- [10] SANG Ling, ZHANG Wenting, AN Yunlai, et al. Development of high-voltage SiC power electronic devices[C] // 18th China International Forum on Solid State Lighting & 7th International Forum on Wide Bandgap Semiconductors, December 6-7, 2021, Shenzhen, China: 17-24.
- [11] 吴沛飞, 杜泽晨, 杨霏, 等. 6500 V SiC MOSFET 模块测试与分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1081-1092.
WU Peifei, DU Zechen, YANG Fei, et al. Test and analysis of 6500 V SiC MOSFET module[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 1081-1092.
- [12] YANG Xin, CHEN Meizhi, WANG Hailiang, et al. Study on high voltage and high power converter system[C] // Power Electronics and Power System Conference, June 9-12, 2023, Hangzhou, China: 153-157.
- [13] 许亚明, 陈仲, 那显龙, 等. 基于载波重构的级联逆变器功率均衡调制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2831-2840.
XU Yaming, CHEN Zhong, NA Xianlong, et al. Power balance modulation strategy based on carrier reconstruction for cascaded inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2831-2840.
- [14] VASU R, CHATTOPADHYAY S K, CHAKRABORTY C. Asymmetric cascaded H-bridge multilevel inverter with single DC source per phase[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5398-5409.
- [15] 胡文华, 喻正言, 邢瑞新, 等. 混合十三电平逆变器的倍频调制及功率均衡方法[J]. 高电压技术, 2022, 48(12): 4968-4976.
HU Wenhua, YU Zhengyan, XING Ruixin, et al. Double frequency modulation and power balance method for

- hybrid 13-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(12): 4968-4976.
- [16] HU Pengfei, GUERRERO J M, HE Zhengxu. Design and analysis of a transformerless STATCOM based on hybrid cascaded multilevel converter[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2019, 104: 694-704.
- [17] 杜翼, 江道灼, 林志勇, 等. 混合级联多电平换流器型静止同步补偿器的优化设计[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(6): 88-94.
DU Yi, JIANG Daozhuo, LIN Zhiyong, et al. Optimization design of STATCOM based hybrid cascaded multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(6): 88-94.
- [18] SU Yuchen, CHENG Potai. Development of a hybrid cascaded converter based STATCOM with reduced switching losses and improved fault ride through capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 3087-3096.
- [19] 杜少通, 刘杰, 周娟, 等. 一种基于 NPC 和 H 桥混合级联的 6 kV 静止无功发生器[J]. 电网技术, 2022, 46(12): 5012-5020.
DU Shaotong, LIU Jie, ZHOU Juan, et al. A 6 kV hybrid cascade static var generator using NPC and H-bridge[J]. Power System Technology, 2022, 46(12): 5012-5020.
- [20] 刘杰. NPC 和 CHB 混合级联的 STATCOM 控制策略研究[D]. 焦作: 河南理工大学, 2024.
LIU Jie. Research on hybrid cascade STATCOM control strategy of NPC and CHB[D]. Jiaozuo: Henan Polytechnic University, 2024.
- [21] 王浩浩, 刘东静, 朱娟娟, 等. 功率器件 IGBT 模块模态分析与实验验证[J]. 电力电子技术, 2024, 58(7): 105-108.
WANG Haojie, LIU Dongjing, ZHU Juanjuan, et al. Model analysis and experimental verification of power device IGBT module[J]. Power Electronics, 2024, 58(7): 105-108.
- [22] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于 Si 和 SiC 器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 5017-5028.
REN Peng, TU Chunming, HOU Yuchao, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 5017-5028.
- [23] 林志勇, 江道灼, 周月宾, 等. 基于级联 H 桥换流器的 APF-STATCOM 的控制与调制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(7): 91-96.
LIN Zhiyong, JIANG Daozhuo, ZHOU Yuebin, et al. Control and modulation for APF-STATCOM based on cascaded H-bridge converter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(7): 91-96.
- [24] 杜少通, 谭兴国, 周娟. 减小电容容值的 H 桥级联型 STATCOM 电容取值分析与直流电压控制[J]. 电网技术, 2019, 43(1): 275-284.
DU Shaotong, TAN Xingguo, ZHOU Juan. Capacitor value selection analysis and DC voltage control for cascaded H-bridge STATCOM with reduced capacitance value[J]. Power System Technology, 2019, 43(1): 275-284.
- [25] 姜志鹏, 周辉, 宋俊燕, 等. 干式空心电抗器温度场计算与试验分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(3): 218-224.
JIANG Zhipeng, ZHOU Hui, SONG Junyan, et al. Temperature field calculation and experimental analysis of dry-type air-core reactor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(3): 218-224.
- [26] 李立, 高明超, 刘江, 等. 2500 V 压接式 IGBT 芯片的仿真与验证[J]. 智能电网, 2016, 4(4): 355-360.
LI Li, GAO Mingchao, LIU Jiang, et al. Simulation and verification of 2500 V press-pack IGBT chip[J]. Smart Grid, 2016, 4(4): 355-360.
- [27] 罗锐, 何英杰, 刘云峰. 星接串联 H 桥多电平静止无功发生器不平衡补偿分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(3): 861-869.
LUO Rui, HE Yingjie, LIU Yunfeng. Analysis on the unbalanced compensation of star connection cascaded H-bridge multilevel static var generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(3): 861-869.

收稿日期: 2024-07-03; 修回日期: 2024-09-23

作者简介:

杜少通(1985—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为多电平变流器控制和电能质量控制; E-mail: gdj4321@163.com

吴鹏昆(2001—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为无功补偿技术; E-mail: 1018893427@qq.com

周娟(1976—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电能质量控制。E-mail: zhoujcumt@126.com

(编辑 许威)