

一种两级式三电平换流器中点电位平衡方法

陆海¹,张旭东¹,党军朋²,郭力³,刘睿³

(1. 云南电网有限责任公司电力科学研究院,云南 昆明 650217;

2. 云南电网有限责任公司玉溪供电局,云南 玉溪 653100;

3. 天津大学 智能电网教育部重点实验室,天津 300072)

摘要:围绕一种两级式三电平储能换流器进行研究,其AC/DC部分采用T型三电平三桥臂三相四线制(3LT²3L3P4W)拓扑,DC/DC部分采用三电平Buck/Boost拓扑。针对该储能换流器存在的中点电位不平衡问题,首先,考虑交流电流的不对称程度和功率因数,建立了3LT²3L3P4W拓扑中点电位低频振荡模型;其次,提出了一种基于前级三电平Buck/Boost拓扑,采用准比例谐振控制的中点电位平衡方法,分别在基频及3倍基频处设置谐振点实现中点电位振荡主要分量的抑制;最后,在Matlab/Simulink软件中搭建30 kW储能换流器仿真模型,验证了中点电位低频振荡模型的准确性,证明所提中点电位平衡方法能够在不同运行条件下有效抑制中点电位的低频振荡。

关键词:换流器;T型三电平;三电平Buck/Boost;中点电位平衡

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21881

A Neutral Point Potential Balancing Method for Two-stage Three-level Power Conversion System

LU Hai¹, ZHANG Xudong¹, DANG Junpeng², GUO Li³, LIU Rui³

(1. Institute of Electric Power Research of Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650217, Yunnan, China;

2. Yuxi Power Supply Bureau of Yunnan Power Grid Co., Ltd., Yuxi 653100, Yunnan, China;

3. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A 2-stage three-level power conversion system (PCS) was studied, in which the 3-level T-type 3-leg 3-phase 4-wire (3LT²3L3P4W) topology was adopted as AC/DC part while the 3-level Buck/Boost topology was utilized as DC/DC interface. To address the neutral point potential (NPP) unbalance of the PCS, firstly, with the asymmetry extent and power factor of AC current accounted, a model of the NPP low-frequency ripple in 3LT²3L3P4W was established. Secondly, an NPP balancing method based on front-end 3-level Buck/Boost under quasi-PR control was proposed, in which resonance points were set at fundamental frequency and triple fundamental frequency to suppress the main ripple components. Finally, a 30 kW PCS simulation model was built in Matlab/Simulink. Simulation results verify the accuracy of the NPP low-frequency ripple model, and show that the proposed NPP balancing method can effectively suppress the NPP low-frequency ripple under different operating conditions.

Key words: power conversion system (PCS); 3-level T-type; 3-level Buck/Boost; neutral point potential (NPP) balance

储能技术在新能源接入、缓解高峰负荷供电需求、提升电能质量和微电网等领域有着广阔的应用前景^[1]。电化学储能系统主要包括电池管理系统(battery management system, BMS)和PCS。其中,PCS应具备以下功能:并网时根据调度指令实现恒功率运行;离网时对各种类型的负载(非

单位功率因数、不对称和非线性负载)实现恒压恒频运行。

针对PCS直流侧宽输入电压范围和交流侧单相负载接入的需求,本文所研究的两级式PCS采用三电平Buck/Boost与T型三电平三桥臂三相四线制(3-level T-type 3-leg 3-phase 4-wire,

作者简介:陆海(1985—),男,博士,高级工程师,Email:924298187@qq.com

通讯作者:张旭东(1991—),男,硕士,工程师,Email:873435259@qq.com

3LT²3L3P4W)级联拓扑,如图1所示。

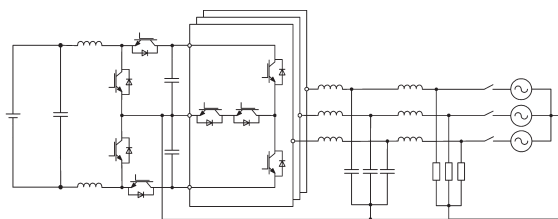


图1 两级式PCS拓扑

Fig.1 Topology of 2-stage power conversion system

T型三电平拓扑具有低共模电压、低开关频率和低损耗的优势,其三桥臂结构较之四桥臂结构零序电压输出能力相对较弱,但所需开关器件少。三电平 Buck/Boost 具有容量高、开关损耗和二极管反向恢复损耗小、开关器件的电压应力低等诸多优点。

三电平逆变电路的中点电位不平衡分量包括直流分量和交流分量^[2],会导致诸多问题:引起输出电压波形畸变,低次谐波含量增加;加大器件的电压应力,容易导致器件的过电压损坏。两级式 PCS 在离/并网运行时应实现中点电位的平衡控制,保证设备长期可靠运行。为此,需要明确不同不对称程度和功率因数的交流电流对于中点电位低频振荡的影响机理,以及针对该两级式 PCS 的中点电位平衡方法。

围绕三电平逆变器中点电位的低频振荡机理,文献[3]得出三相三线制中点钳位型(neutral point clamped, NPC)三电平逆变器中点电位低频振荡峰峰值与负载功率因数和调制度之间的关系;文献[4]得出三相三线制 NPC 逆变器在三相对称负载下中点电位低频振荡主要集中在3倍基频的结论;文献[5]得出三相四线制 NPC 逆变器在不同负载下中点电流基频及3倍基频分量的解析表达;文献[6]得出三相四线制 T 型逆变器在不同负载下中点电位低频振荡的峰峰值。然而,上述研究未得出 3LT²3L3P4W 拓扑中点电位振荡中基频及3倍基频之外分量的解析表达,未将交流电流对称与不对称分量对于中点电位的低频振荡的影响进行分别讨论。

现有三电平逆变器的中点电位平衡方法可归类为基于调制方法(三相三线/三相四线)和基于外部电路实现中点电位平衡。

1)基于调制方法(三相三线)^[2-3,7-13]。关于空间矢量调制,现有研究主要集中在对小矢量作用时间进行调整^[3,8-10]。然而在 3LT²3L3P4W 拓扑中,调整小矢量的作用时间将导致零轴参考矢量

无法准确合成。关于载波调制,现有研究主要集中在零序分量的注入^[2,7,11-12]和零电平分解^[13],文献[11]基于准 PR 控制,在3倍基频处设置谐振点以获取注入的零序分量。通过零序分量注入实现中点电位平衡,能够避免线电压产生畸变,但在 3LT²3L3P4W 拓扑中会导致相电压产生畸变。综上所述,现有基于三电平三相三线调制的中点电位平衡方法难以直接应用于 3LT²3L3P4W 拓扑中。

2)基于调制方法(三相四线)^[6,14-17]。文献[14]在 *abc* 坐标系下,依据中点平衡因子对调制子空间进行扩展;文献[6,15-17]基于载波调制对零电平作用时间进行分解。上述研究中,“过渡矢量”的引入和零电平的分解导致在1个开关周期中参与中点电位平衡相的开关次数增加,加大了开关损耗,且当交流电流不对称程度较大时,中点电位振荡的抑制能力有限。

3)基于外部电路^[5,18-19]。文献[5]采用双 Buck/Boost 电路对注入三相四线制 NPC 逆变器直流母线的低频电流进行补偿,但该方法需要较多的电流采样,导致硬件成本上升;文献[18]通过前级三电平 Boost 电路的 PI 移相控制实现三相三线制 NPC 逆变器中点电位的平衡,但在不平衡负载条件下中点电位的平衡性能未见描述。

在已有的两级式 PCS 基础上,基于外部电路平衡中点电位易于实现且具有更好的性能。然而,需要对外部电路的中点电位控制器进行特殊设计,以解决不对称运行时中点电位振荡加剧的问题。因此,本文进行了以下几个方面的工作:

1)建立了 3LT²3L3P4W 拓扑中点电位的低频振荡模型,得到了中点电位振荡基频、3倍基频和其他频次分量的数学表达,分析了交流电流对称与不对称分量分别对于中点电位的低频振荡的影响。

2)提出了一种基于前级三电平 Buck/Boost 电路,采用准 PR 控制的中点电位平衡方法,分别在基频及3倍基频处设置谐振点实现中点电位主要振荡分量的抑制。

3)在不同工况下进行仿真和实验,验证了中点电位低频振荡模型的准确性,证明本文所提出的中点电位平衡方法能够避免由调制算法实现中点电位平衡导致调制算法复杂性和开关频率的增加,同时提高了在不对称电流条件下中点电位的平衡性能。

1 3LT²3L3P4W 拓扑中点电位低频振荡模型

3LT²3L3P4W 拓扑如图2所示。图中, C₁, C₂ 为直流正、负母线电容; 交流滤波电路采用电容中点与直流母线中点连接的改进 LCL 结构(L₁, L₂, C, R_d)^[20]; Z_a, Z_b, Z_c 为交流三相负载; i_a, i_b, i_c 为滤波电感 L₁ 电流; i_{ao}, i_{bo}, i_{co} 为输出电流; i_{c1} 为直流正母线电容电流; i_{c2} 为直流负母线电容电流; i_n 为中性线电流; i₀ 为直流母线中点连接至各桥臂的总电流; u_{c1}, u_{c2} 分别为直流正、负母线电容电压。

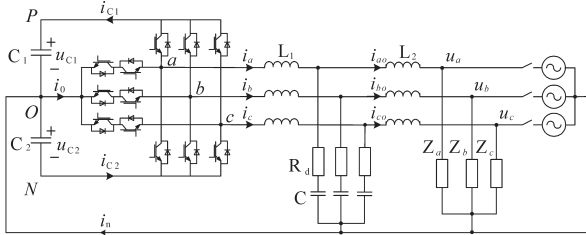


图2 3LT²3L3P4W 逆变器拓扑

Fig.2 Topology of 3LT²3L3P4W inverter

中点电位的不平衡为直流侧正、负母线电容电压的不均衡, 定义中点电位偏移 Δu 为

$$\Delta u = u_{c1} - u_{c2} \quad (1)$$

认为直流正、负母线电容相等 ($C_1 = C_2$), 根据电容特性方程和基尔霍夫定律可得:

$$\Delta u = \frac{1}{C_1} \int (i_0 - i_n) dt \quad (2)$$

忽略中点电位振荡在开关频率附近的高频分量, 对式(2)两侧在1个开关周期 T_s 内求平均值可得:

$$\Delta u_{ave} = \frac{1}{C_1} \int (i_{0,ave} - i_{n,ave}) dt \quad (3)$$

式中: Δu_{ave} , $i_{0,ave}$, $i_{n,ave}$ 分别为 Δu , i_0 , i_n 在1个开关周期的平均值。

离/并网运行时, 逆变电路输出三相对称电压, 参考电压矢量在 abc 坐标系下可表示为

$$\begin{cases} u_a^* = U \cos(\omega t) \\ u_b^* = U \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c^* = U \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_a^* , u_b^* , u_c^* 分别为参考电压矢量在 a, b, c 轴上分量; U 为电压参考幅值; ω 为角频率。

考虑并网运行时三相电流对称和离网运行时单相负载接入的典型工况, 认为电感 L₁ 电流 i_a, i_b, i_c 连续并忽略电容 C 电流中的高频分量, 稳态下 i_a, i_b, i_c 可表达为

$$\begin{cases} i_a = (I + \Delta I) \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b = I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_c = I \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

式中: I 为电感 L₁ 对称电流幅值; ΔI 为离网运行时 a 相不平衡负载造成该相的电流幅值偏差; φ 为功率因数角。

以直流母线电容中点为参考点, 3LT²3L3P4W 拓扑的开关状态可以表示为

$$V_{ss} = [S_a, S_b, S_c]^T \quad (6)$$

其中, $S_x = -1, 0, 1, x = a, b, c$ 。以 S_a 为例, 当 a 相分别钳位于 N, O 和 P 点时, S_a 取值 $-1, 0, 1$ 。对于任意一相桥臂, 当此相桥臂钳位于中点, 即 $S_x = 0$ 时, 此相交流电流会流入到中心。中线电流瞬时值可表示为

$$i_0 - i_n = -|S_a| i_a - |S_b| i_b - |S_c| i_c \quad (7)$$

PWM 控制的本质就是在1个开关周期内, 控制开关状态输出的平均效果与参考电压等效。认为电感电流 i_a, i_b, i_c 在开关周期内保持不变, 对式(7)两侧在1个开关周期内求平均值可得:

$$i_{0,ave} - i_{n,ave} = -\frac{2}{U_{dc}} (|u_a^*| i_a + |u_b^*| i_b + |u_c^*| i_c) \quad (8)$$

式中: U_{dc} 为直流母线总电压的 1/2。

余弦全波函数 $|U \cos(\omega t)|$ 的傅里叶展开形式可表示为

$$|U \cos(\omega t)| = \frac{2U}{\pi} + \frac{4U}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega t) \quad (9)$$

根据调制度的定义:

$$m = \frac{U}{U_{dc}} \quad (10)$$

将式(4)代入式(9)可得到三相参考电压的绝对值表达式, 然后代入式(8), 同时联立式(3)和式(10)可得:

$$\Delta u_{ave} = u_{\Delta I} + u_l \quad (11)$$

其中

$$u_l = -\frac{12mI}{C_1 \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \{ (-1)^{3n+2} \{ \cos\varphi \cdot [\frac{1}{4(3n+1)^2 - 1} - \frac{1}{4(3n+2)^2 - 1}] \frac{1}{(6n+3)\omega} \sin[(6n+3)\omega t] - \sin\varphi \cdot [\frac{1}{4(3n+1)^2 - 1} + \frac{1}{4(3n+2)^2 - 1}] \cdot \frac{1}{(6n+3)\omega} \cos[(6n+3)\omega t] \} \}$$

$$u_{\Delta} = -\frac{4m\Delta I}{C_1\pi\omega} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{4m\Delta I}{C_1\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \{(-1)^{n+1} \frac{1}{4n^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{1}{(2n+1)\omega} \sin[(2n+1)\omega t - \varphi] + \frac{1}{(2n-1)\omega} \sin[(2n-1)\omega t + \varphi] \right\} \} \quad (12)$$

式中: u_l 为由对称电流造成的中点电位低频振荡分量,主要集中在3,9,15倍基频附近; u_{Δ} 为由不对称电流造成的中点电位低频振荡分量,主要集中在基频和奇数倍基频附近。

通过对 u_l 和 u_{Δ} 中不同频次相对含量的分析,可以得到 u_l 分量主要集中在3倍基频,选取参数 $I = 12.85 \text{ A}$, $C_1 = 2460 \mu\text{F}$, $\omega = 100\pi$, 得到对称电流造成的中点电位振荡3倍基频分量幅值与调制度及功率因数之间的关系曲面 $|u_{l_{150\text{Hz}}}|(m, \varphi)$ 如图3a所示。可见,在对称电流幅值一定的条件下,3倍基频振荡随调制度的增加而加剧,当功率因数角为 $\pm\pi/2$ 时,振荡幅值达到最大。 u_{Δ} 分量主要集中在基频,选取参数 $\Delta I = 12.85 \text{ A}$, $C_1 = 2460 \mu\text{F}$, $\omega = 100\pi$, 得到不对称电流造成的中点电位振荡基频分量幅值与调制度及功率因数之间的关系曲面 $|u_{\Delta_{50\text{Hz}}}|(m, \varphi)$ 如图3b所示。可见,在负载不对称电流幅值一定的条件下,基频振荡随调制度的增加而加剧,而功率因数角为0时振荡幅值达到最大。同时,在相同 I 及 ΔI 条件下,不对称电流引起的中点电位振荡幅值明显高于对称电流。

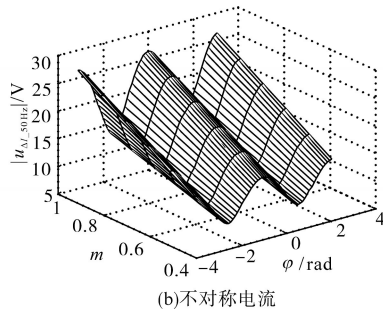
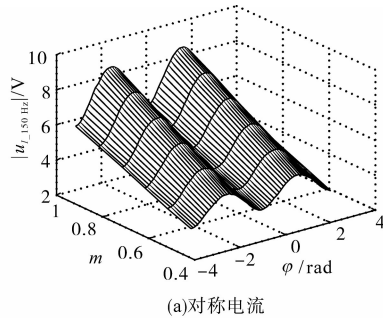


图3 中点电位振荡分量与调制度和功率因数的关系
Fig.3 Relationship between the neutral point potential ripple and modulation degree, power factor

2 基于前级三电平 Buck/Boost 准 PR 控制的中点电位平衡方法

三电平 Buck/Boost 拓扑如图4所示。图中, C_{dc} 为低压侧电容; L_{dc} 为低压侧滤波电感; R_1, R_2 分别为直流正、负母线的等效负载; Q_1, Q_4 为 Buck 运行状态下动作的开关管, Q_1, Q_4 载波互差 180° ; Q_2, Q_3 为 Boost 运行状态下动作的开关管, Q_2, Q_3 载波互差 180° ; i_L 为低压侧电感电流; u_{in} 为低压侧输入电压。该拓扑以直流母线总电压恒定与中点电位平衡作为控制目标,控制方框图如图5所示。其中, u_{C1C2_ref} 为直流母线总电压参考值, G_{udc} 为电压外环控制器; i_{Lref} 为低压侧电感电流参考值, 根据 i_{Lref} 的正负判断当前电路处于 Buck/Boost 模式, 选取 G_{idc_Buck} 和 $-G_{idc_Boost}$ 实现电流内环控制; d_{up}, d_{down} 由直流母线总电压控制占空比 d 与中点电位平衡控制占空比 Δd 合成得到。

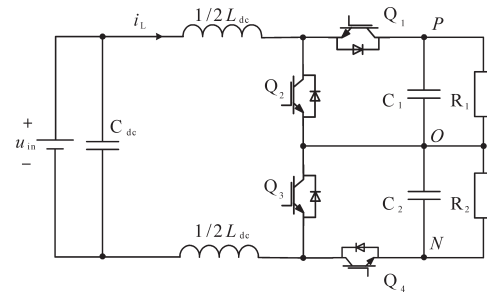


图4 三电平 Buck/Boost 拓扑

Fig.4 Topology of 3-level Buck/Boost

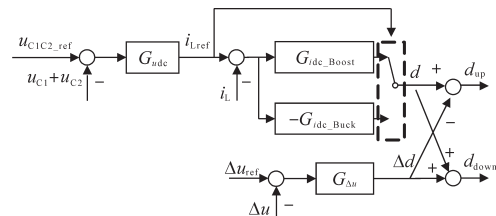


图5 三电平 Buck/Boost 控制方框图

Fig.5 Scheme of 3-level Buck/Boost control

图5中, $G_{udc}, G_{idc_Buck/Boost}$ 计算式如下:

$$G_{udc} = k_{p_udc} + \frac{k_{i_udc}}{s} \quad (13)$$

$$G_{idc_Buck/Boost} = k_{p_idc_Buck/Boost} + \frac{k_{i_idc_Buck/Boost}}{s} \quad (14)$$

中点电位平衡控制器 $G_{\Delta d}$ 以中点电位参考 Δu_{ref} 与中点电位偏移 Δu 之差作为输入, 输出量对 Q_1 和 Q_4 (Q_2 和 Q_3) 的占空比进行修正, 通过将一个开关管的占空比增大, 另一个开关管的占空比减小, 使电感电流给电压较小的电容充电时间较长, 从而实现两电容电压平衡的目的^[21]。为了对第1节分析得出的 3LT²3LP4W 拓扑中点电位低

频振荡的主要模式进行抑制,本文提出了一种基于准PR控制的中点电位平衡方法。考虑到中点电位低频振荡的主要频次集中在基频及3倍基频附近,在这两个频率点设计谐振环节, $G_{\Delta u}$ 可表达为

$$G_{\Delta u} = k_{p_{\Delta u}} + \frac{2k_{r_{\Delta u}}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{2k_{r_{\Delta u3}}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (3\omega)^2} \quad (15)$$

式中: $k_{p_{\Delta u}}$ 为比例增益; $k_{r_{\Delta u}}$ 为基频处谐振增益; $k_{r_{\Delta u3}}$ 为3倍基频处谐振增益; ω_c 为准谐振控制器的截止频率。

3 仿真验证

3.1 仿真系统

为了验证上述提出的基于前级三电平 Buck/Boost,采用准PR控制的中点电位平衡方法,本文使用 Matlab/Simulink 软件搭建了图1所示的两级式 PCS 系统。其中,三电平 Buck/Boost 采用第2节所述直流母线总电压与中点电位平衡控制方法;3LT²3L3P4W 拓扑采用正弦脉宽调制 (sinusoidal pulse width modulation, SPWM),其控制方法将根据离/并网运行的具体需求在仿真工况中予以介绍。仿真验证围绕4个典型工况展开,系统结构及控制参数如下:

1) T型三电平逆变器:滤波器 $L_1=600 \mu\text{H}$, $C=20 \mu\text{F}$, $R_d=0.2 \Omega$, $L_2=100 \mu\text{H}$;直流母线电容 $C_1=C_2=2460 \mu\text{F}$;相电压幅值 $U=311 \text{V}$ 。

2) 三电平 Buck/Boost:滤波器 $C_{dc}=75 \mu\text{F}$, $L_{dc}=550 \mu\text{H}$;低压侧输入电压 $u_{in}=300 \text{V}$ 。

3) 控制系统:直流母线总电压参考值 $u_{C1C2_ref}=700 \text{V}$;中点电位参考 $\Delta u_{ref}=0 \text{V}$;电压外环PI参数 $k_{p_udc}=0.5$, $k_{i_udc}=80$;电流内环PI参数 $k_{p_idc_Buck/Boost}=0.005$, $k_{i_idc_Buck/Boost}=6$;中点电位平衡控制器PR参数 $k_{p_{\Delta u}}=0.1$, $k_{r_{\Delta u}}=10$, $k_{r_{\Delta u3}}=20$;开关周期 $T_s=66.67 \mu\text{s}$ 。

3.2 仿真工况1

仿真工况1对本文所提中点电位平衡方法在PCS并网运行时的有效性进行了验证。PCS恒功率运行,其中3LT²3L3P4W拓扑的控制方法如图6所示,主要包括以下基本步骤:1)将电网电压 u_{abc} 和电感 L_1 电流 i_{abc} 通过 Clark 变换得到 $u_{\alpha\beta 0}$ 和 $i_{\alpha\beta 0}$;2)根据功率参考 P_{ref} 和 Q_{ref} 计算得到电流参考 $i_{\alpha\beta_ref}$;3)电流内环 G_{i_PR} 采用准PR控制;4)控制器输出加入电网电压前馈后,进入 SPWM 调制环节。并网功率参考设置为 $P_{ref}=9.3 \text{kW}$, $Q_{ref}=0$,

仿真结果如图7所示。0.1 s时刻前不使能中点电位平衡控制,中点电位偏移主要集中在3倍基频处,验证了第1节中理论分析的正确性;0.1 s时刻后使能中点电位平衡控制,中点电位振荡峰峰值从7.5 V迅速衰减至0.9 V,表明本文所提方法能够有效抑制PCS并网运行时的中点电位的低频振荡。

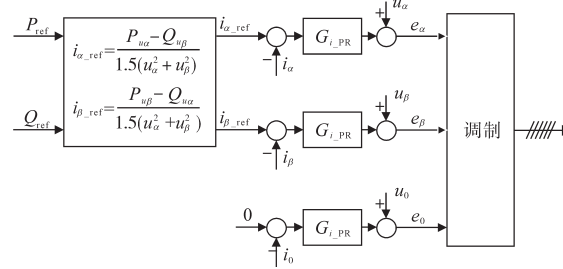


图6 3LT²3L3P4W 恒功率控制方框图
Fig.6 Scheme of 3LT²3L3P4W PQ control

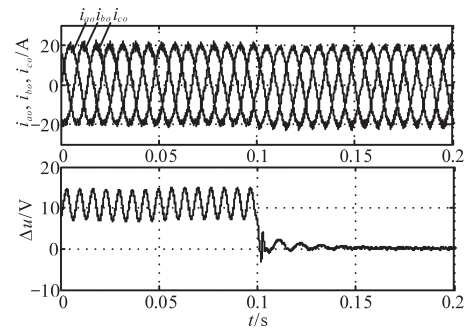


图7 工况1仿真结果

Fig.7 Simulation results of case 1

3.3 仿真工况2

仿真工况2对本文所提中点电位平衡方法在PCS离网带对称负载运行时的有效性进行了验证。PCS恒压恒频运行,其中3LT²3L3P4W拓扑的控制方法如图8所示,包括以下基本步骤:1)将负载电压 u_{abc} 和电感 L_1 电流 i_{abc} 通过 Clark 变换得到 $u_{\alpha\beta 0}$ 和 $i_{\alpha\beta 0}$;2)电压外环 G_{u_PR} 采用多谐振准PR控制,根据电网电压参考 $u_{\alpha\beta 0_ref}$ 生成电流参考 $i_{\alpha\beta 0_ref}$;3)电流内环 G_i 采用比例控制;4)控制器输出加入负载电压前馈后,进入 SPWM 调制环节。三相对称负载采用阻性负载 20Ω ,仿真结果如图9所示。0.1 s时刻前不使能中点电位平衡控制,中点电位偏移主要集中在3倍基频处,验证了第1节中理论分析的正确性;0.1 s时刻后使能中点电位平衡控制,中点电位振荡峰峰值从6.1 V迅速衰减至0.8 V,表明本文所提方法能够有效抑制PCS离网带对称负载运行时的中点电位的低频振荡。

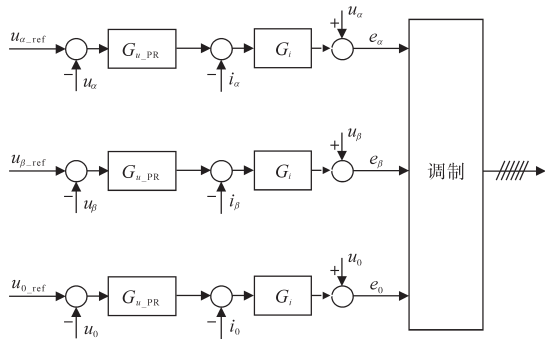


图8 3LT²3L3P4W恒压恒频控制方框图

Fig.8 Scheme of 3LT²3L3P4W V_f control

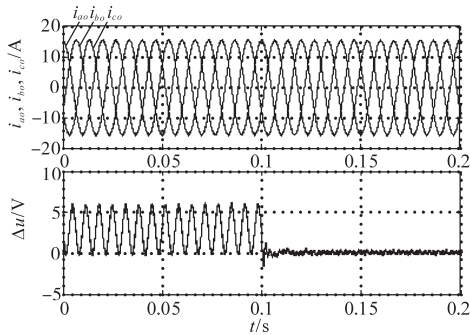


图9 工况2仿真结果

Fig.9 Simulation results of case 2

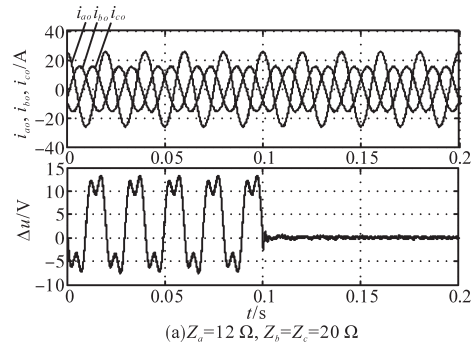
3.4 仿真工况3

仿真工况3对本文所提中点电位平衡方法在PCS离网带不对称负载运行时的有效性进行了验证。PCS恒压恒频运行,3LT²3L3P4W拓扑的控制方法与3.3节相同。

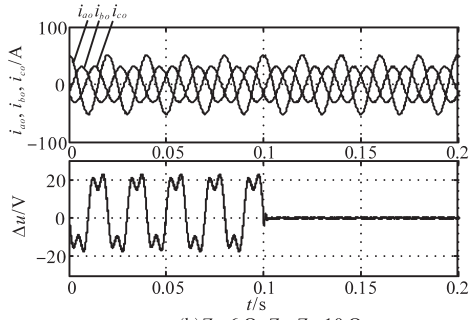
1)当a相采用阻性负载12Ω,b相和c相采用阻性负载20Ω时,仿真结果如图10a所示。0.1s时刻前不使能中点电位平衡控制,中点电位偏移主要集中在基频和3倍基频处,验证了第1节中理论分析的正确性;0.1s时刻后使能中点电位平衡控制,中点电位振荡峰峰值从20.9V迅速衰减至0.8V。

2)当a相采用阻性负载6Ω,b相和c相采用阻性负载10Ω时,仿真结果如图10b所示。0.1s时刻前不使能中点电位平衡控制,中点电位偏移主要集中在基频和3倍基频处,验证了第1节中理论分析的正确性;0.1s时刻后使能中点电位平衡控制,中点电位振荡峰峰值从40.6V迅速衰减至0.85V。

由此表明,本文所提方法能够有效抑制PCS离网带不对称负载运行时的中点电位的低频振荡,在不同的运行功率条件下均具备良好的效果。



(a)Z_a=12Ω,Z_b=Z_c=20Ω



(b)Z_a=6Ω,Z_b=Z_c=10Ω

图10 工况3仿真结果

Fig.10 Simulation results of case 3

3.5 仿真工况4

仿真工况4对本文所提中点电位平衡方法在PCS离网带非线性负载运行时的有效性进行了验证。PCS恒压恒频运行,3LT²3L3P4W拓扑的控制方法与3.3节相同。负载采用直流侧电阻为30Ω的三相整流桥,仿真结果如图11所示。0.1s时刻前不使能中点电位平衡控制,中点电位偏移主要集中在3倍基频处;0.1s时刻后使能中点电位平衡控制,中点电位振荡峰峰值从7.5V迅速衰减至0.9V,表明本文所提方法能够有效抑制PCS离网带非线性负载运行时的中点电位的低频振荡。

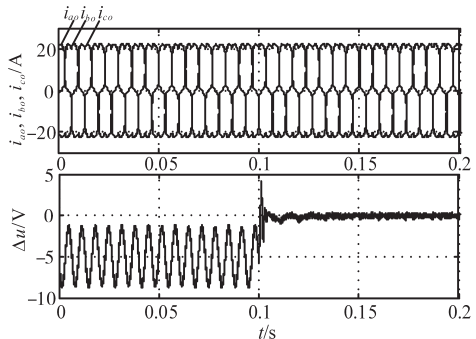


图11 工况4仿真结果

Fig.11 Simulation results of case 4

4 结论

理论分析和仿真结果表明,3LT²3L3P4W拓扑中点电位低频振荡主要包括由交流侧对称电流引起的3倍工频分量和不对称电流引起的工频

分量。两种模式的振荡幅值均随调制度的增加而增大,前者在功率因数接近 $\pm\pi/2$ 达到最大,后者在功率因数接近零时达到最大。

本文提出了一种基于前级三电平 Buck/Boost 准 PR 控制的中点电位平衡方法,能够在并网和离网(对称、不对称和非线性负载)条件下有效抑制中点电位的低频振荡,避免由 3LT²3L3P4W 拓扑实现中点电位平衡导致调制算法复杂性和开关频率的增加,有利于两级式 PCS 的稳定运行。

参考文献

- [1] 胡娟,杨水丽,侯朝勇,等. 规模化储能技术典型示范应用的现状分析与启示[J]. 电网技术,2015,39(4):879-885.
Hu Juan, Yang Shuli, Hou Chaoyong, *et al.* Present condition analysis on typical demonstration application of large-scale energy storage technology and its enlightenme[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 879-885.
- [2] Lee J S, Lee K B. Time-offset injection method for neutral-point AC ripple voltage reduction in a three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 1931-1941.
- [3] Pou J, Pindado R, Boroyevich D, *et al.* Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1582-1588.
- [4] 姜卫东,王群京,史晓锋,等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.
Jiang Weidong, Wang Qunjing, Shi Xiaofeng, *et al.* Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 49-55.
- [5] Li X, Zhang W, Li H, *et al.* Power management unit with its control for a three-phase fuel cell power system without large electrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3766-3777.
- [6] Zhang W, Ding C. Mitigation of the low-frequency neutral-point current for three-level T-type inverters in three-phase four-wire systems[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(8): 1444-1451.
- [7] Tallam R M, Naik R, Nondahl T A. A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1734-1743.
- [8] 邹灿,吴星荣. 基于简化三电平 SVPWM 的 T 型三电平整流器控制研究[J]. 电气传动, 2018, 48(6): 41-45.
Zou Can, Wu Xingrong. Control strategy research on T three-level rectifier with simplified three-level SVPWM[J]. Electric Drive, 2018, 48(6): 41-45.
- [9] 邢相洋,陈阿莲,张子成,等. 并联 T 型三电平逆变器环流抑制和中点平衡研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3909-3920.
Xing Xiangyang, Chen Alian, Zhang Zicheng, *et al.* Investigation of circulating currents suppression and neutral point balancing in parallel three-level T-type inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3909-3920.
- [10] 冯腾,康龙云,胡毕华,等. 基于无差拍控制的 T 型三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1827-1834.
Feng Teng, Kang Longyun, Hu Bihua, *et al.* A neutral point potential balancing strategy for three-level T-type inverter based on deadbeat control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1827-1834.
- [11] Zhang Y, Li J, Li X, *et al.* A method for the suppression of fluctuations in the neutral-point potential of a three-level NPC inverter with a capacitor-voltage loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 825-836.
- [12] 陈兮,黄声华,李炳璋,等. 一种零序注入的三电平中点钳位型变换器中点电位平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(2): 337-348.
Chen Xi, Huang Shenghua, Li Bingzhang, *et al.* A novel zero sequence injection scheme for three-level NPC converters considering neutral-point potential balance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 337-348.
- [13] Giri S K, Banerjee S, Chakraborty C. An improved modulation strategy for fast capacitor voltage balancing of three-level NPC inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7498-7509.
- [14] 唐健,邹旭东,余煦,等. 三相四线制三电平三桥臂有源滤波器中点平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24): 40-48.
Tang Jian, Zou Xudong, She Xu, *et al.* A research on neutral-point potential balancing control strategy for three-phase four-wire tri-level three-leg APFs[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(24): 40-48.
- [15] Wang C, Li Z, Si X, *et al.* Control of neutral-point voltage in three-phase four-wire three-level NPC inverter based on the disassembly of zero level[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2018, 3(3): 213-222.
- [16] Li F, He F, Ye Z, *et al.* A simplified PWM strategy for three-level converters on three-phase four-wire active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4396-4406.
- [17] Chen H, Tsai M, Wang Y, *et al.* A modulation technique for neutral point voltage control of the three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2517-2524.
- [18] Xia C, Gu X, Shi T, *et al.* Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct-driven wind energy conversion system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(1): 18-29.
- [19] 曾江,黄仲龙,邱国斌. 考虑中点电位平衡的三电平 Boost-逆变器协调控制[J]. 电气传动, 2020, 50(4): 38-44.

(下转第 80 页)

操作安全防误技术[J]. 电力系统自动化, 2015, 30(1): 60-64.
 Lin Jinghui, Mi Weimin, Li Zeke, *et al.* Safety anti-misoperation technology of remote operation of smart grid dispatching and control systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 30(1): 60-64.

[10] 李颖杰, 温启良. 含风-光-储的微网接入对配电网供电可靠性的影响[J]. 电测与仪表, 2020, 57(13): 98-103.
 Li Yingjie, Wen Qiliang. Effect of micro-grid access with wind-light-storage on power supply reliability of distribution network [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(13): 98-103.

[11] 方学智, 李傲伟, 龙琴, 等. 适应配电网网格化规划的可靠性预测方法[J]. 电测与仪表, 2020, 57(3): 72-78.
 Fang Xuezhi, Li Aowei, Long Qin, *et al.* Reliability prediction method adapted to grid planning in distribution network[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(3): 72-78.

[12] 柴雁欣, 向月, 刘俊勇. 面向可靠性提升的关联规则驱动下配电网投资规划优选模型与方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(3): 85-92.
 Chai Yanxin, Xiang Yue, Liu Junyong. Optimization model and method of distribution network investment planning driven by correlation rules for reliability improvement[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(3): 85-92.

[13] Xiang Yue, Liu Junyong, Liu Yang. Optimal active distribution system management considering aggregated plug-in electric vehicles[J]. Electric Power Systems Research, 2016, 131: 105-115.

[14] 丁吉. 配电网规划的综合效益评估方法研究[D]. 成都: 西华大学, 2018.
 Ding Ji. Research on comprehensive-benefit evaluation method of distribution network planning[D]. Chengdu: Xihua University, 2018.

[15] Wei Wenbing, Yang Dong. Fault line detection method based on the improved SVD de-noising and ideal clustering curve for distribution networks[J]. IET Science Measurement & Technology, 2018, 12(2): 262-270.

[16] 秦福欣, 王建学, 王秀丽. 考虑输电元件损坏概率的电力网架时序恢复策略优化[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 137-145.
 Qin Fuxin, Wang Jianxue, Wang Xiuli. Time sequence restoration optimization strategy of network considering power components damage probability[J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 137-145.

[17] 孙明, 董树锋, 夏圣峰, 等. 基于路径描述的馈线分区N-1可装机容量计算方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(16): 123-129.
 Sun Ming, Dong Shufeng, Xia Shengfeng, *et al.* Path description based calculation method for available capacity of feeder partition satisfied with N-1 security criterion[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(16): 123-129.

[18] 徐玉琴, 张丽, 王增平, 等. 基于多智能体遗传算法并考虑分布式电源的配电网大面积断供电恢复算法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(4): 135-141.
 Xu Yuqin, Zhang li, Wang Zengping, *et al.* Algorithm of service restoration for large area blackout in distribution network with distributed generators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(4): 135-141.

[19] 顾佳浩, 淡淑恒. 考虑HI理论和在线监测误差的配电网可靠性评估[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(4): 127-134.
 GU Jiahao, DAN Shuheng. Reliability evaluation of distribution network considering HI theory and online monitoring error[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(4): 127-134.

收稿日期: 2020-11-27

修改稿日期: 2020-12-13

~~~~~  
 (上接第 54 页)

Zeng Jiang, Huang Zhonglong, Qiu Guobin. Coordination control of three-level Boost-inverter considering neutral-point potential balance[J]. Electric Drive, 2020, 5(4): 38-44.

[20] Shao Z, Zhang X, Wang F, *et al.* Modeling and elimination of zero-sequence circulating currents in parallel three-level T-type grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 1050-1063.

[21] Chen H C, Liao J Y. Modified interleaved current sensorless control for three-level Boost PFC converter with considering voltage imbalance and zero-crossing current distortion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6896-6904.

收稿日期: 2020-05-09

修改稿日期: 2020-05-22