

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.01.007

动态电压恢复器的分数阶正负序解耦控制策略

吴朝俊^{1,2}, 王振跃^{1,2}, 杨宁宁³, 邵文权^{1,2}

(1. 西安工程大学电子信息学院, 陕西 西安 710048; 2. 西安市电气设备互联感知与智能诊断重点实验室, 陕西 西安 710048; 3. 西安理工大学电气工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要:为了改善动态电压恢复器(dynamic voltage restorer, DVR)治理不对称电压暂降故障的性能,文中提出基于瞬时对称分量法的分数阶正负序解耦控制策略,并将其应用于三相四桥臂逆变器DVR系统中。首先,利用对称分量法得到DVR系统的分序解耦数学模型。其次,针对传统对称分量法不适用于系统暂态过程分析的问题,采用瞬时对称分量法得到不对称电压电流信号瞬时值的正负零序分量,并独立设计三序分量的电压电流双闭环比例积分(proportional-integral, PI)控制策略。然后,将整数阶正负序解耦控制策略推广到分数阶,并利用频域方法与增益变化时的鲁棒性条件相结合对相关参数进行校正。最后,通过仿真结果验证分数阶正负序解耦控制策略应用于DVR系统的可行性,且与传统正负序解耦控制相比较,所提策略具有更好的动态响应速度与抗干扰性能。

关键词:电压暂降; 动态电压恢复器(DVR); 三相四桥臂逆变器; 瞬时对称分量法; 正负序解耦控制; 分数阶控制
中图分类号: TM761 **文献标志码:** A **文章编号:** 2096-3203(2025)01-0060-09

0 引言

电压暂降是电网中主要的动态电能质量问题之一^[1-4]。动态电压恢复器(dynamic voltage restorer, DVR)作为治理电压暂降的电气设备,其对负载电压的补偿性能在很大程度上依赖于控制策略的选择^[5-8]。

当前DVR系统的控制策略主要分为线性控制与非线性控制^[9],传统的线性控制包括比例积分微分(proportional-integral-derivative, PID)控制与比例谐振(proportional resonant, PR)控制等^[10-11],非线性控制主要包括滑模控制、模糊控制与神经网络控制等^[12-16]。此外,近年来还有大量新的控制策略被提出,包括Lyapunov控制、无源非线性控制以及混合控制等^[17-19]。将整数阶控制策略推广到分数阶可以提高控制器参数调节的灵活性,进而获得更优的控制效果^[20-24]。对于分数阶比例积分(proportional-integral, PI)控制器参数整定的研究,文献[25]采用改进反向传播(back propagation, BP)神经网络,文献[26]采用改进粒子群算法,文献[27]通过增加系统增益变化时的鲁棒性条件进行参数的最优化整定。为了解决不对称电压暂降故障与不平衡负载问题,选取三相四桥臂逆变器作为DVR系统的逆变单元,其调制方法一般采用三维空间矢量调制(three-dimensional space vector pulse width modula-

tion, 3D-SVPWM)技术,而相关的控制策略主要是PR控制与正负序解耦控制等^[28-30]。而DVR系统的暂态过程无法简单用相量描述,因而传统基于相量的对称分量法已无法适用,需要采用瞬时对称分量法^[31]。其中,文献[32]分析分数阶指数对于PR控制器性能的影响,文献[33]提出一种分数阶PR控制器用于减小永磁同步电机电流谐波引起的稳态误差。目前对于分数阶正负序解耦控制的研究则较少。

基于此,文中提出一种应用于三相四桥臂逆变器DVR系统的分数阶正负序解耦控制策略。首先,利用对称分量法建立主电路的分序解耦数学模型,并采用瞬时对称分量法将不对称电压电流信号的瞬时值进行正负零序分离。然后,分别对得到的正负零序分量进行电压电流双闭环前馈解耦控制,并将整数阶正负序解耦控制策略推广到分数阶,以获得更好的控制效果。最后,通过仿真结果的对比分析得出,DVR系统采用分数阶正负序解耦控制策略时具有比整数阶控制更快的动态响应速度、更好的电压波形与抗干扰性。

1 DVR系统的主电路结构与数学模型

DVR主电路结构主要由直流侧电源、三相四桥臂逆变器、LC滤波器、静态开关、串联耦合变压器与控制系统组成,如图1所示。

图1中, R_o 、 L_o 分别为线路电阻、电感; S_a 、 S_b 、 S_c 为三相静态开关; U_{dc} 为直流侧电压; S_1 — S_8 为逆变器开关; L_f 、 R_f 、 C_f 分别为滤波电感、电阻与电

收稿日期:2024-03-07;修回日期:2024-05-29

基金项目:陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2021-JM-449)

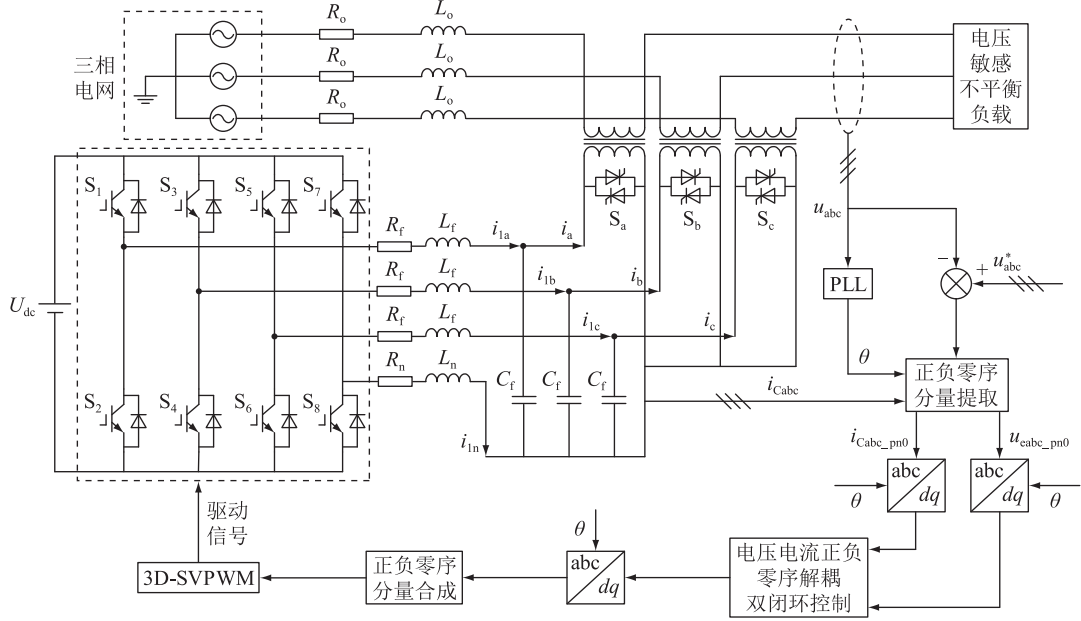


图1 DVR主电路与控制结构

Fig.1 Main circuit and control structure of DVR

容; L_n 、 R_n 分别为中性线电感、电阻; i_{ia} 、 i_{ib} 、 i_{ic} 为三相滤波电感电流; i_{in} 为中性线电感电流; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相线路电流; u_{abc} 、 u_{abc}^* 分别为三相负载实际、参考电压; i_{Cabc} 为三相滤波电容电流; u_{eabc_pn0} 为三相误差电压的正负零序分量; i_{Cabc_pn0} 为三相滤波电容电流的正负零序分量; θ 为利用锁相环 (phase-locked loop, PLL) 确定的电网电压相位。根据图 1, 由 KCL、KVL 求得 DVR 系统的状态方程为:

$$\begin{cases} u_{ia} = L_f \frac{di_{ia}}{dt} + R_f i_{ia} + u_{an} - L_n \frac{di_{in}}{dt} + R_n i_{in} \\ u_{ib} = L_f \frac{di_{ib}}{dt} + R_f i_{ib} + u_{bn} - L_n \frac{di_{in}}{dt} + R_n i_{in} \\ u_{ic} = L_f \frac{di_{ic}}{dt} + R_f i_{ic} + u_{cn} - L_n \frac{di_{in}}{dt} + R_n i_{in} \\ i_{ia} + i_{ib} + i_{ic} + i_{in} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{ia} 、 u_{ib} 、 u_{ic} 为逆变器端口三相输出电压; u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 为三相滤波电容电压, 可表示为式(2)。

$$\begin{cases} C_f \frac{du_{an}}{dt} = i_{ia} - i_a \\ C_f \frac{du_{bn}}{dt} = i_{ib} - i_b \\ C_f \frac{du_{cn}}{dt} = i_{ic} - i_c \end{cases} \quad (2)$$

此处采用对称分量法将滤波电感电流转化为三相对称的正负序分量及 3 个大小方向均相同的零序分量。因得到的正负序分量三相对称, 故有 $i_{ia}^p + i_{ib}^p + i_{ic}^p = i_{ia}^n + i_{ib}^n + i_{ic}^n = 0$, 其中, i_{ia}^p 、 i_{ib}^p 、 i_{ic}^p 为三相滤

波电感电流的正序分量, i_{ia}^n 、 i_{ib}^n 、 i_{ic}^n 为三相滤波电感电流的负序分量。同时结合式(1)可以得到中性线的电流正负序分量为 $i_{in}^p = i_{in}^n = 0$, 其中, i_{in}^p 、 i_{in}^n 分别为中性线电流的正、负序分量。再结合式(2)得到三相四桥臂逆变器 DVR 系统的正序数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{ia}^p \\ u_{ib}^p \\ u_{ic}^p \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ia}^p \\ i_{ib}^p \\ i_{ic}^p \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{ia}^p \\ i_{ib}^p \\ i_{ic}^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{an}^p \\ u_{bn}^p \\ u_{cn}^p \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_{ia}^p 、 u_{ib}^p 、 u_{ic}^p 为逆变器端口三相输出电压的正序分量; u_{an}^p 、 u_{bn}^p 、 u_{cn}^p 为三相滤波电容电压的正序分量。

负序数学模型与正序相同。 i_{in}^0 、 i_{ia}^0 分别为中性线电流、a 相滤波电感电流的零序分量, 此时有 $i_{in}^0 = -3i_{ia}^0$, 故电路的零序数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{ia}^0 \\ u_{ib}^0 \\ u_{ic}^0 \end{bmatrix} = (L_f + 3L_n) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ia}^0 \\ i_{ib}^0 \\ i_{ic}^0 \end{bmatrix} + (R_f + 3R_n) \begin{bmatrix} i_{ia}^0 \\ i_{ib}^0 \\ i_{ic}^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{an}^0 \\ u_{bn}^0 \\ u_{cn}^0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: u_{ia}^0 、 u_{ib}^0 、 u_{ic}^0 为逆变器端口三相输出电压的零序分量; u_{an}^0 、 u_{bn}^0 、 u_{cn}^0 为三相滤波电容电压的零序分量; i_{ia}^0 、 i_{ib}^0 、 i_{ic}^0 为三相滤波电感电流的零序分量。由式(3)、式(4)分析可知: 采用对称分量法可将系统解耦, 得到的正负零序数学模型均与三桥臂逆变器 DVR 相同, 且相互独立, 可分别进行控制器的设

计。其中,通过一定的控制策略控制逆变器输出补偿电压,保证电压敏感设备侧电压稳定在正常运行范围内为 DVR 的主要控制目标。

2 分数阶正负序解耦控制策略

2.1 基于瞬时对称分量法的正负序解耦控制策略

传统对称分量法采用相量表示,不适用于系统的暂态过程分析,这里采用瞬时对称分量法得到不对称电压电流信号瞬时值的正负零序分量,以电压信号的正序分量为例:

$$\begin{bmatrix} u_{ia}^p \\ u_{ib}^p \\ u_{ic}^p \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中:

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6)$$

根据式(5)、式(6)可得:

$$\begin{bmatrix} u_{ia}^p \\ u_{ib}^p \\ u_{ic}^p \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_{ia} - \frac{u_{ib} + u_{ic}}{2} - (-j)\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{ib} - u_{ic}) \\ u_{ib} - \frac{u_{ia} + u_{ic}}{2} - (-j)\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{ic} - u_{ia}) \\ u_{ic} - \frac{u_{ia} + u_{ib}}{2} - (-j)\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{ia} - u_{ib}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $-j$ 的含义为滞后 90° 。文中采用全通滤波器实现,其传递函数为:

$$G(s) = \frac{-s + \omega}{s + \omega} \quad (8)$$

式中: $s = j\omega$, 当 ω 取工频角频率时,该滤波器即可实现 90° 相移。式(7)实现了不对称三相瞬时电压信号正序分量的提取,负序与零序分量的提取与正序相同。最后将得到的瞬时三序分量进行 Park 变换得到相应的直流量以实现 PI 控制器的无静差控制,瞬时正负序解耦控制框图如图 2 所示。

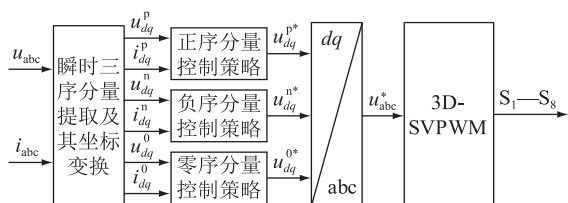


图 2 瞬时正负序解耦控制

Fig.2 Instantaneous plus-negative sequence decoupling control

图 2 中, u_{dq}^p 、 u_{dq}^n 、 u_{dq}^0 分别为系统三相电压在 dq 轴坐标系下的正、负、零序分量; i_{dq}^p 、 i_{dq}^n 、 i_{dq}^0 分别

为系统三相电流在 dq 轴坐标系下的正、负、零序分量; u_{dq}^{p*} 、 u_{dq}^{n*} 、 u_{dq}^{0*} 分别为控制器输出的参考电压正、负、零序分量。正负零序分量控制策略的设计相似,文中仅以正序为例,其双闭环控制框图见图 3。

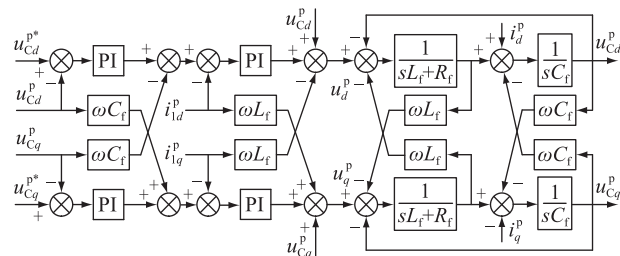


图 3 双闭环前馈解耦控制

Fig.3 Double closed loop feedforward decoupling control

图 3 中, u_{Cd}^p 、 u_{Cq}^p 为滤波电容电压在 dq 轴坐标系下的正序分量; u_{Cd}^{p*} 、 u_{Cq}^{p*} 为滤波电容电压参考值在 dq 轴坐标系下的正序分量; u_d^p 、 u_q^p 为逆变器输出端口电压,通过引入电压前馈将 d 轴与 q 轴控制解耦,可分别进行 d 轴与 q 轴控制的参数整定; i_{ld}^p 、 i_{lq}^p 为滤波电感电流在 dq 轴坐标系下的正序分量; i_d^p 、 i_q^p 为 DVR 系统输出电流在 dq 轴坐标系下的正序分量。

2.2 瞬时正负序解耦控制策略参数整定

由 2.1 节可知 dq 轴的控制框图对称,文中以正序 d 轴为例,其控制系统框图如图 4 所示。

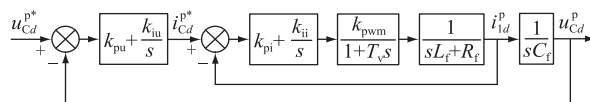


图 4 d 轴控制系统框图

Fig.4 Block diagram of d -axis control system

图 4 中, k_{pu} 、 k_{iu} 为电压外环 PI 控制器参数; i_{Cd}^{p*} 为滤波电容电流正序 d 轴分量参考值; k_{pi} 、 k_{ii} 为电流内环 PI 控制器参数; k_{pwm} 为逆变器增益系数,文中取 1; T_v 为采样与载波的延迟时间,文中取 1.5 倍开关周期。由系统稳定运行时的幅值与相角频率特性可得:

$$\begin{cases} |G_C(j\omega_c)G_V(j\omega_c)| = 1 \\ \arg(G_C(j\omega_c)G_V(j\omega_c)) = -\pi + \varphi_m \end{cases} \quad (9)$$

式中: $G_C(j\omega_c)$ 、 $G_V(j\omega_c)$ 分别为截止频率处 PI 控制器及其控制对象的值; ω_c 为截止频率; φ_m 为最小相位裕度。电流内环 PI 控制器及其控制对象的传递函数为:

$$\begin{cases} G_{Cl}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \\ G_{V1}(s) = \frac{k_{pwm}}{(1 + T_v s)(sL_f + R_f)} \end{cases} \quad (10)$$

LC 滤波器截止频率为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (11)$$

文中开关频率取 10 kHz, LC 滤波器参数为 $L_f = 3$ mH、 $R_f = 0.03 \Omega$ 、 $C_f = 20 \mu\text{F}$ 。综合考虑两者的值, 电流环截止频率取 650 Hz。一般的良性系统最小相位裕度为 $30^\circ \sim 60^\circ$, 此处电流内环取 60° , 代入上述参数可求得 k_{pi} 与 k_{ii} 的值。

电压环 PI 控制器及其控制对象传递函数为:

$$\begin{cases} G_{C2}(s) = k_{pu} + \frac{k_{iu}}{s} \\ G_{V2}(s) = \frac{G_{C1}(s)k_{pwm}}{[(1 + T_v s)(sL_f + R_f) + G_{C1}(s)k_{pwm}]C_f s} \end{cases} \quad (12)$$

经过多次仿真得出: 对于文中设计的 DVR 系统, 当外环截止频率取 350 Hz、最小相位裕度取 55° 左右时控制效果最好, 代入相关参数可求得 k_{pu} 与 k_{iu} 的值。同理求得负序与零序的控制参数。

2.3 分数阶控制策略

基于分数阶微积分理论的控制策略即为分数阶控制策略, 分数阶微积分是经典整数阶微积分的扩展, 其在工程领域常用 Caputo 的微积分定义, 即:

$${}_a D_t^\mu f(t) = \frac{1}{\Gamma(n - \mu)} \int_a^t \frac{f^n(\tau)}{(t - \tau)^{\mu - n + 1}} d\tau \quad (13)$$

式中: ${}_a D_t^\mu$ 为分数阶运算算子, $\mu \in (n - 1, n)$, n 为正整数; $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。

传递函数对于控制策略的研究至关重要, 因此将 Laplace 变换推广到分数阶为:

$$L\left\{\frac{d^\mu f(t)}{dt^\mu}\right\} = s^\mu F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \left(\frac{d^{\mu-1-k} f(t)}{dt^{\mu-1-k}}\right)_{t=0} \quad (14)$$

式中: $d^\mu f(t)/dt^\mu$ 为对函数 $f(t)$ 进行 μ 次求导。

根据式(13)、式(14)可以得到分数阶控制系统输出信号 $y(t)$ 与输入信号 $x(t)$ 之间的传递函数为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (15)$$

式中: $(a_n, b_m) \in \mathbb{R}^2$, $\forall n \in N, \forall m \in N, N$ 为正整数集; $(\alpha_n, \beta_m) \in \mathbb{R}_+^2$ 。对频域内的分数阶算子 s^μ 使用欧拉公式可以得到:

$$s^\mu = (j\omega)^\mu = \omega^\mu \left(\cos\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\mu\pi}{2}\right) \right) \quad (16)$$

相对于整数阶控制器, 分数阶控制器可以通过引入可变参数 μ 来提高控制器参数取值的灵活性。

工程中常用的经典 PI 控制器的积分环节会带来 90° 的相角滞后, 从而影响系统的动态性能与鲁棒性。而对于分数阶 PI 控制器来说, 可以通过改变分数阶阶次 μ 的值调整相角滞后程度, 增强系统的动态性能与鲁棒性。分数阶算子 s^μ 的物理实现是分数阶控制策略的核心, 目前最常用的方法是使用 Oustaloup 算子近似拟合, 此时有:

$$s^\mu = K \prod_{k=-M}^M \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (17)$$

其中:

$$\begin{cases} K = \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{-\frac{\mu}{2}} \prod_{k=-M}^M \frac{\omega_k}{\omega'_k} \\ \omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{[K+M+(1+\mu)/2]/(2M+1)} \\ \omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{[K+M+(1-\mu)/2]/(2M+1)} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\mu \in (0, 2)$; ω_b 、 ω_h 分别为最小与最大拟合频率; $2M+1$ 为总滤波器阶次。文中根据开关频率, 取 $\omega_b = 10^{-6}$ rad/s, $\omega_h = 10^6$ rad/s, $M=8$ 。

2.4 分数阶正负序解耦控制策略参数校正

以正序分量为例对分数阶正负序解耦控制策略的相关参数进行校正。首先保持电流环控制参数不变, 电压外环控制器传递函数变为:

$$G_{C3}(s) = k_{pu} \left(1 + \frac{k_{iu}}{s^\mu} \right) \quad (19)$$

式中: $\mu \in (0, 2)$ 。由式(16)、式(19)可得:

$$\begin{aligned} |G_{C3}(j\omega)| &= \\ k_{pu} \sqrt{\left(1 + \frac{k_{iu} \cos(\mu\pi/2)}{\omega^\mu}\right)^2 + \left(\frac{k_{iu} \sin(\mu\pi/2)}{\omega^\mu}\right)^2} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\arg(G_{C3}(j\omega)) = -\arctan\left(\frac{k_{iu} \sin(\mu\pi/2)}{\omega^\mu + k_{iu} \cos(\mu\pi/2)}\right) \quad (21)$$

根据式(9)、式(20)、式(21)可得:

$$k_{pu} = \frac{1}{A |G_V(j\omega_c)|} \quad (22)$$

$$k_{iu} = \frac{-\omega_c^\mu B}{B \cos(\mu\pi/2) + \sin(\mu\pi/2)} \quad (23)$$

其中:

$$\begin{cases} A = \sqrt{\left(1 + \frac{k_{iu} \cos(\mu\pi/2)}{\omega_c^\mu}\right)^2 + \left(\frac{k_{iu} \sin(\mu\pi/2)}{\omega_c^\mu}\right)^2} \\ B = \tan(-\pi + \varphi_m - \arg(G_V(j\omega_c))) \end{cases} \quad (24)$$

当系统开环传递函数的相角在截止频率处导

数为 0 时,其幅值增益在此处变化,相对应的相角裕度无变化趋势,系统有较强的鲁棒性,即:

$$\left. \frac{d(\arg(G_{C3}(j\omega)G_V(j\omega)))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (25)$$

式(19)关于 ω 的偏导为:

$$\frac{d(\arg(G_{C3}(j\omega)))}{d\omega} = \frac{k_{iu}\mu\omega^{(\mu-1)}\sin(\mu\pi/2)}{\omega^{2\mu} + 2k_{iu}\omega^\mu\cos(\mu\pi/2) + k_{iu}^2} \quad (26)$$

由式(25)、式(26)可得:

$$C\omega_c^{-2\mu}k_{iu}^2 + Dk_{iu} + C = 0 \quad (27)$$

其中:

$$\begin{cases} C = \left. \frac{d(\arg(G_V(j\omega)))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} \\ D = 2C\omega_c^{-\mu}\cos(\mu\pi/2) + \mu\omega_c^{-(1+\mu)}\sin(\mu\pi/2) \end{cases} \quad (28)$$

C 、 D 均为已知量,解方程式(27)得:

$$k_{iu} = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 - 4C^2\omega_c^{-2\mu}}}{2C\omega_c^{-2\mu}} \quad (29)$$

系统电路参数、电流内环与电压外环的截止频率以及所对应的最小相位裕度均与整数阶控制时的值保持一致,代入前文参数,通过图解法得到式(23)、式(29)曲线的交点即为所求,如图 5 所示。

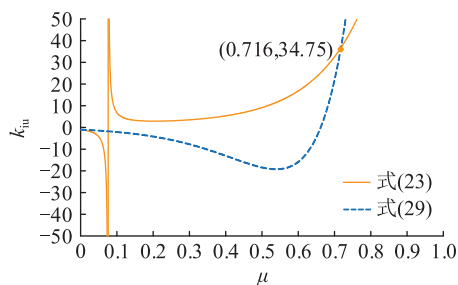


图 5 k_{iu} 与 μ 的对应关系

Fig.5 Corresponding relationship of k_{iu} and μ

由图 5 可知, $k_{iu} = 34.75$ 、 $\mu = 0.716$ 。又联立式(22)、式(24)得, $k_p = 0.04$ 。

保持电压环参数不变,改变电流环 PI 控制器的分数阶指数,不同参数下的伯德图如图 6 所示。

图 6 中, μ_1 、 μ_2 分别为电压、电流环 PI 控制器分数阶阶次。由图 6 可知, $\mu_1 = 0.716$ 、 $\mu_2 = 0.36$ 时的相位伯德图在截止频率处更平坦,即系统增益变化时的鲁棒性更强。根据前文计算可知,正序分量电压电流双闭环分数阶 PI 控制器传递函数为:

$$\begin{cases} G_{Cu}^p(s) = 0.04 \left(1 + \frac{34.75}{s^{0.716}} \right) \\ G_{Ci}^p(s) = 14.5 + \frac{152.7}{s^{0.36}} \end{cases} \quad (30)$$

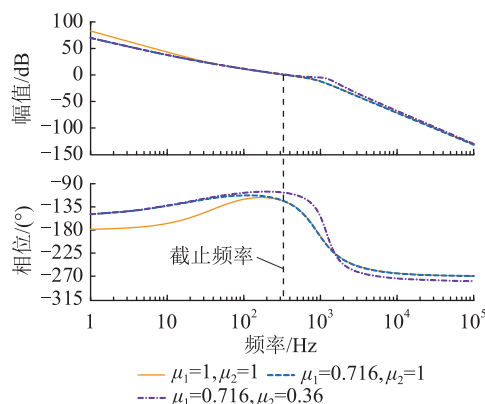


图 6 不同参数下的伯德图

Fig.6 Bode diagrams under different parameters

同理得到零序分量下的电压电流双闭环 PI 控制器传递函数为:

$$\begin{cases} G_{Cu}^0(s) = 0.04 \left(1 + \frac{33.67}{s^{0.717}} \right) \\ G_{Ci}^0(s) = 28.8 + \frac{303.9}{s^{0.36}} \end{cases} \quad (31)$$

负序分量下的电压电流双闭环 PI 控制器传递函数与正序分量相同。

3 仿真分析

为了使系统的仿真运行结果更接近实际情况,将电压电流信号与控制器传递函数离散化,同时,引入延迟模块用于表示数字控制的采样与计算延迟。在 Simulink 中分别搭建分数阶与整数阶控制策略下的 DVR 系统仿真模型,并对 2 种模型的仿真结果进行对比分析。其中仿真时间为 0.5 s,电网三相电压在 0.1 ~ 0.4 s 分别降落至额定电压的 65%、50%、35%,与此同时,接不平衡负载且在 0.3 s 时有负载突变。DVR 系统相关参数如表 1 所示。

表 1 DVR 系统参数

Table 1 DVR system parameters

参数	数值	参数	数值
电网电压/V	380	中性线电感 L_n /mH	1
滤波电感 L_f /mH	3	中性线电阻 R_n /Ω	0.01
滤波电阻 R_f /Ω	0.03	开关频率 f_k /kHz	10
滤波电容 C_f /μF	20	直流侧电压 U_{dc} /V	800

在设备侧装有 DVR 装置的线路中,系统发生不对称电压暂降故障时的三相电网电压与 DVR 采用不同控制策略补偿下的负载电压如图 7 所示。

由图 7 可知,三相四桥臂逆变器 DVR 系统无论采用分数阶还是整数阶的正负序解耦控制策略,均能在一定时间内补偿电压跌落,保证用电设备的持续运行。

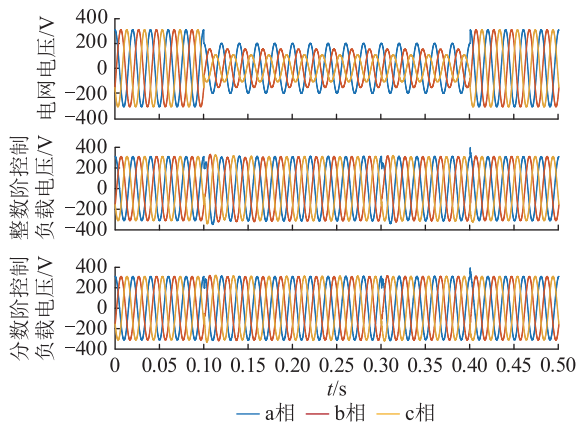


图7 电网和负载电压

Fig.7 Grid and load voltage

2种控制策略的DVR输出补偿电压均稳定后,以a相为例的系统负载电压总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)如图8所示。

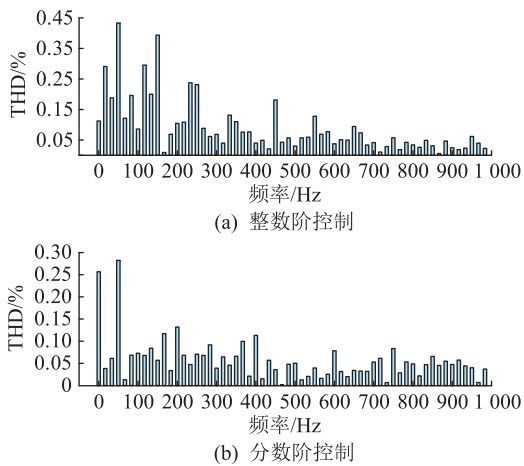


图8 负载电压 THD

Fig.8 THD of load voltage

不同控制策略下的系统三相稳态电压幅值与THD如表2所示。

表2 不同控制策略下的三相稳态电压幅值与THD
Table 2 Three-phase steady-state voltage amplitude and THD under different control strategies

相别	电压幅值/V		电压 THD/%	
	整数阶	分数阶	整数阶	分数阶
a相	310.9	310.9	0.97	0.67
b相	310.8	310.8	1.00	0.73
c相	311.0	310.9	0.97	0.82

由图8与表2可知,相比于整数阶控制,DVR系统采用分数阶控制时的三相稳态负载电压幅值相似,且THD更小,电压波形更好。

为了更加清晰地对比2种控制策略的控制效果,将整数阶、分数阶控制下的a相负载电压与参考

电压整合到图9中。

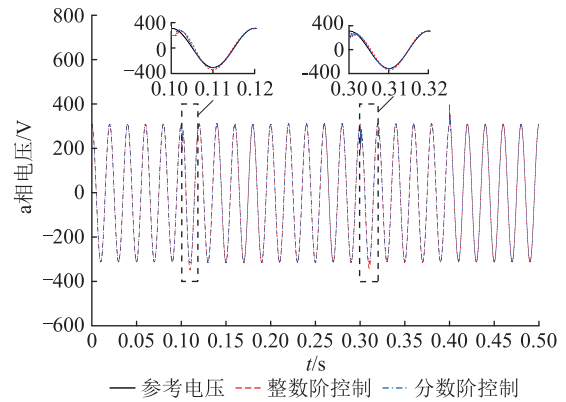


图9 2种控制策略下的a相电压

Fig.9 Voltage of a-phase under two control strategies

由图9可知,不对称电压暂降故障发生后,无论是DVR投入使用还是负载突变,系统采用分数阶正负序解耦控制策略比采用整数阶控制有更短的负载电压稳态调节时间与更低的超调量,动态性能更好。

为了定量对比2种控制策略的控制效果,将三相负载电压与参考电压相减得到相应的负载电压误差值,如图10所示。

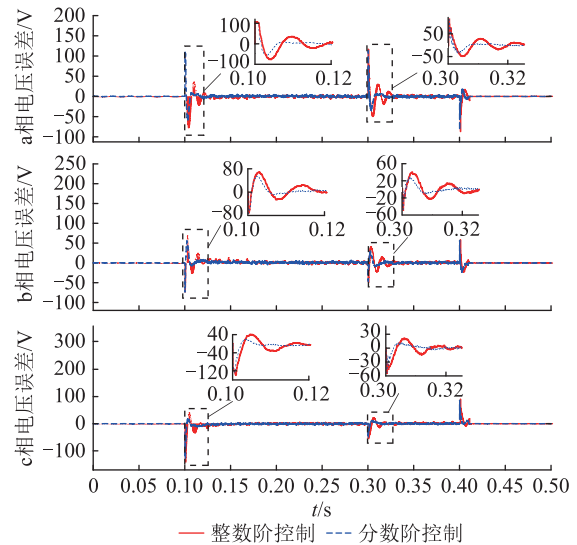


图10 三相负载电压误差值

Fig.10 Three-phase load voltage error values

由图10可知,不对称电压暂降故障发生后,三相负载电压在DVR投入使用以及负载突变时需要一段调节时间达到稳态,测得2种控制策略下的调节时间如表3所示。

由表3可知,相比于整数阶正负序解耦控制,采用分数阶正负序解耦控制时DVR系统的电压调节时间更短,即该控制策略下的DVR动态响应能力更快、抗干扰性更强。

表 3 不同控制策略的调节时间

Table 3 Adjustment time of different control strategies

工况	调节时间/ms	
	整数阶控制	分数阶控制
a 相 DVR 投入	25.4	16.8
b 相 DVR 投入	31.8	23.2
c 相 DVR 投入	31.4	23.2
a 相负载突变	28.1	17.7
b 相负载突变	32.2	16.3
c 相负载突变	20.5	14.5

4 结语

文中针对电网中大量不平衡负载与不对称电压暂降故障问题,提出了一种适用于三相四桥臂逆变器 DVR 系统的分数阶正负序解耦控制策略。对比传统的正负序解耦控制策略可知,当发生电网不对称电压暂降故障,无论是在 DVR 投入线路还是不平衡负载突变时,系统采用文中所提控制策略进行电压补偿,负载三相电压达到稳态的调节时间更短,动态响应速度更快,抗干扰能力更强,电压超调更小,稳态负载电压 THD 更小,电压波形更好。

文中的研究结果在实际工程中具有一定的可推广性,也为分数阶控制器在电压暂降治理领域提供了一定的理论基础。

参考文献:

[1] 肖先勇,宋桂山,胡文曦,等. 有源配电网电压暂降评估方法的挑战与展望[J]. 供用电,2024,41(8):25-34.
XIAO Xianyong, SONG Guishan, HU Wenxi, et al. Challenges and prospects of voltage sag assessment method in active distribution networks[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(8): 25-34.

[2] 彭诚,胡水林,曹宇,等. 一种改进的三相不平衡电压暂降检测算法[J]. 电测与仪表,2023,60(8):62-65,91.
PENG Cheng, HU Shuilin, CAO Yu, et al. An improved three-phase unbalanced voltage sag detection algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 62-65, 91.

[3] 张逸,吴逸帆,陈晶腾. 新型电力系统背景下电压暂降风险评估技术挑战与展望[J]. 电力建设,2023,44(2):15-24.
ZHANG Yi, WU Yifan, CHEN Jingteng. Research status of voltage sag risk assessment and prospect under the background of new power system[J]. Electric Power Construction, 2023, 44(2): 15-24.

[4] 林志超,罗步升,宋志坚. 基于非参数估计的电压暂降下敏感设备故障率评估[J]. 电测与仪表,2023,60(6):86-95.
LIN Zhichao, LUO Busheng, SONG Zhijian. Fault rate assessment of voltage sag sensitive equipment based on nonparametric assessment[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(6): 86-95.

[5] 冯志远,李琼林,蒋建东,等. 基于数字孪生及神经网络的电

压扰动定位方法[J]. 全球能源互联网,2023,6(3):275-281.
FENG Zhiyuan, LI Qionglin, JIANG Jiandong, et al. Voltage disturbance localization method based on digital twin and neural network[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2023, 6(3): 275-281.

[6] 马莉,陈应雨,田钉荣,等. 基于改进层次分析法的多级电压暂降严重程度评估[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(17):49-57.
MA Li, CHEN Yingyu, TIAN Dingrong, et al. Severity evaluation of multistage voltage sag based on an improved analytic hierarchy process[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(17): 49-57.

[7] 王玲,朱远哲,杜婉琳,等. 基于空间矢量变换与谱聚类的电压暂降事件数据空间聚合方法[J]. 供用电,2024,41(10):75-83.
WANG Ling, ZHU Yuanzhe, DU Wanlin, et al. Spatial aggregation method for voltage sags event data based on space vector transform and spectral clustering[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(10): 75-83.

[8] 黄佳铭,张逸,陈晶腾,等. 基于多 Agent 系统的大型电网电压暂降评估[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(10):45-53.
HUANG Jiaming, ZHANG Yi, CHEN Jingteng, et al. Voltage sag assessment of a large power grid based on a multi-Agent system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 45-53.

[9] S M A, V M P, NAIR M G, et al. DVR for power distribution network-a review[C]//2022 Third International Conference on Intelligent Computing Instrumentation and Control Technologies (ICICICT). Kannur, India. IEEE, 2022: 1803-1808.

[10] 张志文,彭政,王卿卿,等. 风电场下储能式高功率型 DVR 优化补偿策略研究[J]. 电力系统保护与控制,2020,48(18):69-77.
ZHANG Zhiwen, PENG Zheng, WANG Qingqing, et al. Research on an optimal compensation strategy of an energy storage high power DVR with wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(18): 69-77.

[11] 张鹏,沈冰,潘玲,等. 基于改进直接功率控制的电压暂降耐受能力提升方法[J]. 供用电,2024,41(9):62-69.
ZHANG Peng, SHEN Bing, PAN Ling, et al. Enhancement method of voltage sag tolerance ability based on improved direct power control[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(9): 62-69.

[12] 代佰华,朱洪防,刘海泳,等. 考虑电压暂降多维可观测性的监测装置序贯优化配置方法[J]. 供用电,2024,41(2):64-72.
DAI Baihua, ZHU Hongfang, LIU Haiyong, et al. Sequential optimal configuration method for monitoring devices considering multi-dimensional observability of voltage sags[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(2): 64-72.

[13] 柯顺超,朱森,陈阳,等. 基于 MMC-UPFC 无源性滑模变结构控制的电网不平衡治理策略[J]. 高电压技术,2020,46(3):1078-1086.

- KE Shunchao, ZHU Miao, CHEN Yang, et al. Treatment strategy of unbalanced grid voltage conditions based on MMC-UPFC passive sliding-mode variable structure control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3):1078-1086.
- [14] 汪颖,王曼,肖先勇,等. 基于电压暂降监测数据的工业用户耐受能力等级评估[J]. 供用电, 2023, 40(5):3-11.
WANG Ying, WANG Man, XIAO Xianyong, et al. Evaluation of tolerance level for industrial users based on voltage sag monitoring data [J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(5):3-11.
- [15] KALIM DHALAYAT A A, HASABE R P. Dynamic voltage restorer for power quality enhancement with improved efficiency using artificial neural networks [C]//2022 2nd International Conference on Intelligent Technologies (CONIT). Hubli, India. IEEE, 2022;1-7.
- [16] REDDY N V K, REDDY R S, VIKRAM S M, et al. Voltage sag compensation with DVR based on machine learning controller [C]//2022 International Conference on Applied Artificial Intelligence and Computing (ICAIC). Salem, India. IEEE, 2022;508-514.
- [17] 王函韵,周雅婷,程启明,等. 非理想条件下 MMC-DVR 的 Lyapunov 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(2):22-33.
WANG Hanyun, ZHOU Yating, CHENG Qiming, et al. Research on Lyapunov control strategy of an MMC-DVR under non-ideal conditions [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(2):22-33.
- [18] 周雅婷,程启明,江畅,等. 基于无源控制策略的 MMC-DVR 控制系统[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10):275-280.
ZHOU Yating, CHENG Qiming, JIANG Chang, et al. MMC-DVR control system based on passivity control strategy [J]. Acta Energetica Sinica, 2022, 43(10):275-280.
- [19] 林波,楼晓东,程启明,等. 非理想条件下 MMC-DVR 的 PBC 和 SMC 混合控制策略[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(19):8347-8354.
LIN Bo, LOU Xiaodong, CHENG Qiming, et al. PBC and SMC hybrid control strategy of MMC-DVR under non-ideal condition [J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(19):8347-8354.
- [20] 张晓,周康,吴凡. 基于分数阶 PI^λ 的 MMC 并网控制策略[J]. 电测与仪表, 2020, 57(18):115-121.
ZHANG Xiao, ZHOU Kang, WU Fan. MMC grid-connected control strategy based on fractional order PI^λ [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(18):115-121.
- [21] 李珠林,李慧,刘思嘉,等. 基于 MPCC- $PI^\lambda D^\mu$ 控制的直驱永磁风力发电系统[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(5):1-10.
LI Zhulin, LI Hui, LIU Sijia, et al. Direct-driven permanent magnet wind power generation system based on MPCC- $PI^\lambda D^\mu$ control [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2023, 35(5):1-10.
- [22] 孙立明,杨博. 蓄电池/超导混合储能系统非线性鲁棒分数阶控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22):76-83.
SUN Liming, YANG Bo. Nonlinear robust fractional-order control of battery/SMES hybrid energy storage systems [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22):76-83.
- [23] 何宇,喻永康,罗琦. 三相并网逆变器的分数阶 PCI 控制技术[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(6):30-37.
HE Yu, YU Yongkang, LUO Qi. Fractional-order PCI control technology for three-phase grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2023, 35(6):30-37.
- [24] 施昕昕,李冠飞. 基于 ESO 和分数阶 PID 的改进 P&O 控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(3):179-187.
SHI Xinxin, LI Guanfei. Improved P&O control strategy based on extended state observer and fractional order PID [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(3):179-187.
- [25] 吴亚雄,杨旭红,方浩旭,等. 改进 BP 神经网络的并网逆变器分数阶比例—积分—微分控制策略[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(13):5243-5249.
WU Yaxiong, YANG Xuhong, FANG Haoxu, et al. Fractional order PID control of three-phase grid-connected inverter based on improved BP neural network [J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(13):5243-5249.
- [26] 谢玲玲,陆柳,刘斌. 基于改进粒子群算法的并网逆变器分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(6):172-180.
XIE Lingling, LU Liu, LIU Bin. Research on fractional-order $PI^\lambda D^\mu$ control of grid-connected inverter based on MPSO algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(6):172-180.
- [27] ZHENG W J, LUO Y, CHEN Y Q. Study of a three-parameter fractional order PID controller and its optimal tuning method [C]//2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chengdu, China. IEEE, 2019;369-373.
- [28] 孙宇新,陈宇超,施凯,等. 三相四桥臂逆变器的改进分序控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(2):105-112.
SUN Yuxin, CHEN Yuchao, SHI Kai, et al. Improved sequential control strategy for three-phase four-leg inverter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(2):105-112.
- [29] LU Z L, XIAO G C, ZHANG H K, et al. Compensation range analysis of 3-phase 4-leg topology DVR based on multi-leg modulation strategy [C]//2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Aalborg, Denmark. IEEE, 2020;1-8.
- [30] 刘曼佳,凌在汛,熊亮雳,等. 面向工业园区电压暂降治理的构网型储能逆变器控制策略研究[J]. 供用电, 2023, 40(8):34-42.
LIU Manjia, LING Zaixun, XIONG Liangli, et al. Research on the control strategy of grid-forming inverter for voltage sag control in industrial parks [J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(8):34-42.
- [31] 袁小明,周蓉. 电力电子化并网设备激励下网络不对称故

障分析的时变幅频对称分量法[J]. 中国电机工程学报, 2022,42(16):5811-5822,6158.

YUAN Xiaoming,ZHOU Rong. Method of time-varying amplitude/frequency symmetrical components for network asymmetrical fault analysis excited by power electronic devices [J]. Proceedings of the CSEE,2022,42(16):5811-5822,6158.

[32] HARO-LARRODE M, BERGNA-DIAZ G, EGUIA P, et al. On the tuning of fractional order resonant controllers for a voltage source converter in a weak AC grid context[J]. IEEE Access, 2021,9:52741-52758.

[33] HUANG M F, DENG Y T, LI H W. Fractional-order based resonant controller for torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motors [C]//2021 IEEE International

Conference on Mechatronics (ICM). Kashiwa, Japan. IEEE, 2021:1-6.

作者简介:



吴朝俊

吴朝俊(1979),男,博士,副教授,研究方向为非线性电路的建模与分数阶控制、电能质量治理(E-mail:chaojun.wu@stu.xjtu.edu.com);

王振跃(1996),男,硕士在读,研究方向为分数阶控制、电能质量治理;

杨宁宁(1979),女,博士,副教授,研究方向为分数阶控制、电能质量治理。

Fractional order plus-negative sequence decoupling control strategy for dynamic voltage restorer

WU Chaojun^{1,2}, WANG Zhenyue^{1,2}, YANG Ningning³, SHAO Wenquan^{1,2}

(1. School of Electronic Information, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China;

2. Xi'an Key Laboratory of Interconnected Sensing and Intelligent Diagnosis for Electrical Equipment, Xi'an 710048, China;

3. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: In order to improve the performance of dynamic voltage restorer (DVR) in controlling asymmetrical voltage sag fault, a fractional order plus-negative sequence decoupling control strategy based on instantaneous symmetric component method is proposed and applied to three-phase four-bridge inverter DVR system. Firstly, the partial sequence decoupling mathematical model of the DVR system is obtained by using the symmetric component method. Secondly, to solve the problem that the traditional symmetric component method is not suitable for the analysis of the transient process of the system, the positive and negative zero sequence components of the instantaneous value of the asymmetric voltage and current signal are obtained by using the instantaneous symmetric component method. Then, the integer order plus-negative order decoupling control strategy is extended to fractional order, and the frequency domain method is combined with the robustness condition when the gain changes to correct the relevant parameters. Finally, the simulation results verify the feasibility of the fractional order plus-negative sequence decoupling control strategy applied to the DVR system, and the proposed strategy has better dynamic response speed and anti-interference performance than the traditional plus-negative sequence decoupling control strategy.

Keywords: voltage dip; dynamic voltage restorer (DVR); three-phase four-leg inverter; instantaneous symmetric component method; plus-negative sequence decoupling control; fractional order control

(编辑 吴楠)