

# Voltage Balance Control Strategy of Microgrid Inverter under Unbalanced Loads

Jidong Lai, Panpan Zhao\*, Jianhui Su, Xiaoyu Min, Jialiang Liu

Research Center for Photovoltaic System Engineering of Ministry of Education, School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei Anhui  
Email: \*2275810718@qq.com

Received: Dec. 7<sup>th</sup>, 2017; accepted: Dec. 22<sup>nd</sup>, 2017; published: Dec. 29<sup>th</sup>, 2017

---

## Abstract

The system voltage of microgrid operating in island mode is supported by numerous microgrid inverter switches in the network. Due to the existence of a large number of single-phase loads in the network, it is difficult to keep three-phase loads balance. Furthermore, the system loads represent dynamic unbalance because of the random switching in or out of single-phase loads. In order to control the voltage to be balance, the microgrid inverter usually adopts double DQ control mode. Although this control mode can realize the voltage unbalance control of the microgrid inverter terminal voltage, the voltage imbalance control needs a certain dynamic regulation period when frequent load switching occurs. In addition, several controllers are needed and its control parameters tuning is complex. To this end, this paper presents a feedforward control strategy to achieve imbalance control of microgrid inverter output voltage, by detecting the microgrid inverter real-time current and then calculate the compensation of voltage imbalance. Through the feedforward control method, the load change can be traced quickly and the unbalanced voltage of the microgrid inverter can be well compensated even if the system loads are switched frequently. Based on the control strategy, the system simulation model is built and resulting simulation results show that the microgrid inverter can maintain the voltage balance even under sudden load change.

## Keywords

Microgrid, Microgrid Inverter, Unbalanced Load, Voltage Feedforward

---

# 不对称负载下微网逆变器电压平衡控制策略

赖纪东, 赵攀攀\*, 苏建徽, 闵晓宇, 刘嘉亮

合肥工业大学电气与自动化工程学院, 教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥  
Email: \*2275810718@qq.com

---

\*通讯作者。

文章引用: 赖纪东, 赵攀攀, 苏建徽, 闵晓宇, 刘嘉亮. 不对称负载下微网逆变器电压平衡控制策略[J]. 电气工程, 2017, 5(4): 320-329. DOI: 10.12677/jee.2017.54039

收稿日期：2017年12月7日；录用日期：2017年12月22日；发布日期：2017年12月29日

## 摘要

微网孤岛运行时系统通过众多网内微网逆变器提供电压支撑，由于网内大量单相负载的存在使得负载难以保持三相平衡，而单相负载投切的随机性又使得负载表征为动态的不平衡。为控制电压的平衡，微网逆变器一般采用双DQ控制方式。这一控制方式可以实现对微网逆变器端电压不平衡控制，但在负载频繁随机投切情况下，电压不平衡控制需要一定动态调节时间。此外，需多个控制器且控制参数整定相对困难。为此，本文提出一种前馈控制策略，通过检测微网逆变器电流实时动态计算电压不平衡补偿量，实现对微网逆变器输出电压不平衡控制。通过前馈控制方式，即使负载存在频繁投切仍可快速跟踪负载变化，实现微网逆变器不平衡电压的补偿。基于该控制策略搭建了仿真模型，仿真结果表明即使在负载突变情况下微网逆变器仍可快速保持电压平衡。

## 关键词

微电网，微网逆变器，不平衡负载，电压前馈

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

微网中负载具有多样性和随机性特征，而且大量单相负载的存在使得微网系统中的负载主要表征为三相不平衡负载特性。孤岛运行下，微网母线电压主要依靠网内众多微网逆变器调节和支撑，而网内不平衡负载引起的负序电流在线路阻抗上的压降易造成微网逆变器端口电压及母线电压的不平衡，影响变流器控制性能。同时会对微网内的电力电子装置造成严重影响，造成严重的能量损失，降低了分布式发电的能源利用率[1] [2]。对此，国际电工委员会明确规定电力系统中电压不平衡度应限制在 2% 以内[3]。鉴于此，进行微网电压不平衡补偿具有重要的意义。

在微网系统中，通过微网逆变器端口电压不平衡度的控制，可保持本地负荷三相供电平衡，而且有助于改善母线电压的不对称。因而对于微网逆变器而言，首要任务是保证逆变器端口电压的平衡度在供电质量要求范围内。针对微网逆变器端电压的不平衡控制，文献[4] [5]提出一种在电压环增加谐振控制器的控制方法，通过谐振控制器实现不平衡负载下负序电压的控制。文献[6] [7]提出一种负序无功-电导的下垂控制策略，将分布式电源控制为并联电导从而降低微电网中的负序电压分量。但负序无功-电导下垂产生的是电流指令信号，需叠加于电流内环指令信号上。对电压控制环而言，是一个扰动分量，易影响到电压控制稳定性。文献[8]基于重复控制思想，提出了一种 DQ 瞬时控制与重复控制相结合的复合控制算法，该控制策略可实现电压的不平衡控制，但重复控制参考指令执行的延时性使得系统动态响应较慢。文献[9] [10]基于坐标变换，将包含正负序分量的交流电压分别变换至相应旋转坐标系下的直流量进行单独控制，即双 DQ 控制方式。由于 PI 控制器对直流分量增益近似无穷大，可近似实现无差控制。这种控制方式，需多个电压电流 PI 控制器，各个控制器参数整定及相互协调相对困难。另外，在负载频繁随机投切情况下，电压不平衡控制需要一定调节时间，不平衡电压控制动态性能欠佳。

本文从改善微网逆变器输出电压不平衡控制动态性能角度出发，提出一种基于负序电压前馈的控制方式。通过检测微网逆变器电流实时动态计算负序电压补偿量，叠加于逆变器内电势以补偿输出阻抗上的负序压降，从而实现了对微网逆变器端口不平衡电压的快速补偿。基于该控制策略建立了仿真模型，仿真结果验证了该方法的正确性和有效性。

## 2. 微网逆变器拓扑分析

微网逆变器主电路结构如图 1 所示，主要由直流电压源、三相逆变桥、滤波器和  $\Delta$ -Y 变压器组成。其中  $L_f$ 、 $C_f$  分别为逆变器输出滤波电感和滤波电容， $L_{line}$  为线路电感。 $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  为三相逆变桥输出相电压， $u_{oa}$ 、 $u_{ob}$ 、 $u_{oc}$  为逆变器输出电压(滤波电容相电压)， $V_{oa}$ 、 $V_{ob}$ 、 $V_{oc}$  为三相负载相电压， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为滤波电感电流， $i_{oa}$ 、 $i_{ob}$ 、 $i_{oc}$  为逆变器输出电流。

根据变压器 T 型等效模型，取其中一相来分析，可以得到如图 2 所示的逆变器等效模型，若忽略变压器励磁阻抗，则逆变器输出电压可由下列方程推导得到：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a - i_{oa} \\ i_b - i_{ob} \\ i_c - i_{oc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_T} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_T} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{oa} - V_{oa} \\ u_{ob} - V_{ob} \\ u_{oc} - V_{oc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{r_T}{L_T} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_T}{L_T} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_T}{L_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(1) (2)中， $r_1$ 、 $L_1$ ——变压器初级绕组漏阻抗， $r_2$ 、 $L_2$ ——变压器次级绕组漏阻抗， $r_m$ 、 $L_m$ ——变压器励磁阻抗。 $r_T = r_1 + r_2$ ， $L_T = L_1 + L_2 + L_{line}$ 。

由于采用  $\Delta$ -Y<sub>0</sub> 变压器，输出电压零序分量不会传输到负载端，在隔离变压器初级侧的滤波电感将减小变压器的零序输出阻抗，可近似为变压器漏阻抗，有效地削弱了逆变电源的零序不平衡输出电压。

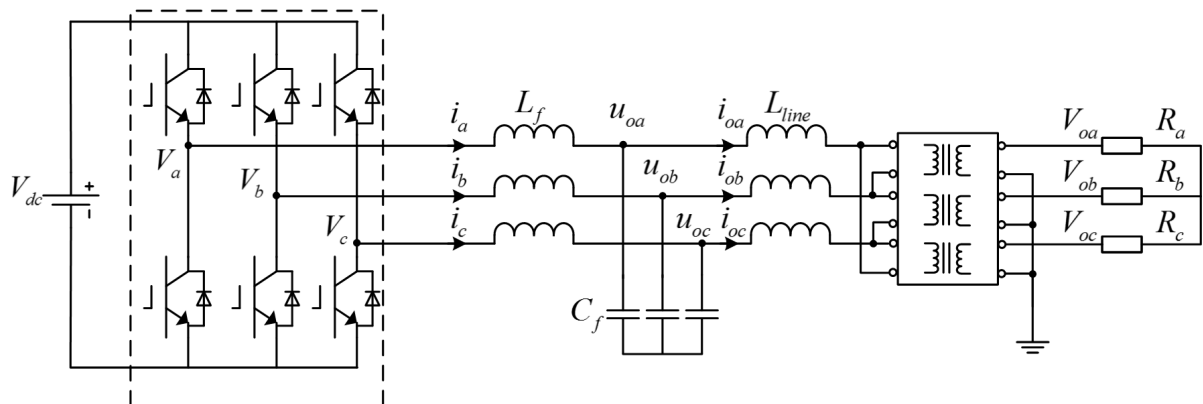


Figure 1. Main circuit structure of microgrid inverter  
图 1. 微网逆变器主电路结构

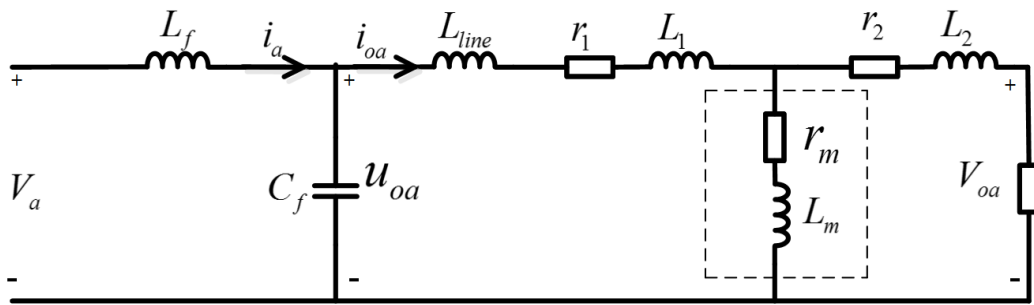


Figure 2. Equivalent model of microgrid inverter  
图 2. 微网逆变器等效模型

### 3. 双 DQ 控制策略分析

根据对称分量法原理，任意一组不对称的三相向量均可以分解为三组对称的向量，分别为正序、负序、零序。由于采用  $\Delta$ -Y<sub>o</sub> 变压器，忽略零序的影响，逆变器输出电压可描述为：

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_+ \cos(\omega t + \theta_+) \\ E_+ \cos(\omega t + \theta_+ - \frac{2\pi}{3}) \\ E_+ \cos(\omega t + \theta_+ + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_- \cos(\omega t + \theta_-) \\ E_- \cos(\omega t + \theta_- + \frac{2\pi}{3}) \\ E_- \cos(\omega t + \theta_- - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中， $E_+$ ， $\theta_+$ ——正序电压的幅值和初相； $E_-$ ， $\theta_-$ ——负序电压的幅值和初相。

遵循等量变换原则，正负序 Park 变换矩阵分别为：

$$T_p = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_n = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

利用式(4) (5)将式(3)中各量变换到正负序旋转坐标系下，得到变换结果为：

$$\begin{bmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \end{bmatrix} = E_+ \begin{bmatrix} \cos \theta_+ \\ \sin \theta_+ \end{bmatrix} + E_- \cos(-\theta_-) \begin{bmatrix} \cos 2\omega t \\ -\sin 2\omega t \end{bmatrix} + E_- \sin(-\theta_-) \begin{bmatrix} \sin 2\omega t \\ \cos 2\omega t \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_d^- \\ u_q^- \end{bmatrix} = E_- \begin{bmatrix} \cos(-\theta_-) \\ \sin(-\theta_-) \end{bmatrix} + E_+ \cos \theta_+ \begin{bmatrix} \cos 2\omega t \\ \sin 2\omega t \end{bmatrix} + E_+ \sin \theta_+ \begin{bmatrix} -\sin 2\omega t \\ \cos 2\omega t \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式(6) (7)可知，在正序旋转坐标系下，反馈电压中的正序分量为直流量，负序分量为二倍频的交流

量，在负序旋转坐标系下，反馈电压中的负序分量为直流量，正序分量为二倍频的交流量。

双 DQ 控制通过双同步旋转坐标变换，将电压正负序分量分别变换为直流量进行控制，其控制框图如图 3 所示。双 DQ 控制一般采用 PI 控制器，由于积分器对直流分量增益近似无穷大，因而几乎可以实现无差控制。该控制策略需采用多个 PI 控制器，各个控制器参数整定计算相对繁琐，而且在负载波动情况下电压不平衡控制的动态性能欠佳。

#### 4. 基于负序电压前馈双环控制策略

微网逆变器中，不平衡负载引起的负序电流流经滤波电感及线路阻抗时，会产生负序压降，这是导致逆变器端口电压不平衡的根本原因。本文拟通过负序电压前馈控制方式，来实现逆变器端口电压不平衡的快速补偿。通过检测微网逆变器电流实时动态计算负序电压补偿量，叠加于逆变器内电势以补偿输出阻抗的负序压降，从而实现逆变器端口不平衡电压的补偿。系统控制框图如图 4 所示。

电压正序分量依然采用双环控制结构，当输出负载不平衡时，输出电压  $u_{oa}$ 、 $u_{ob}$ 、 $u_{oc}$  经正序 Park 变换和低通滤波器滤除二倍频交流分量后得到  $u_d^+$ 、 $u_q^+$  直流量，分别与电压参考  $u_{dref}^+$ 、 $u_{qref}^+$  进行比较获得电压误差，经 PI 调节输出电流参考，与电流反馈量  $i_d^+$ 、 $i_q^+$  比较得到电流误差进行 PI 调节，电流 PI 调节器的输出经过反 Park 变换得到正序参考电压。负序电压补偿采用前馈控制，通过采样不平衡电流  $i_{oa}$ 、 $i_{ob}$ 、 $i_{oc}$  经过带通滤波器和电压计算得到压降  $u_{La}$ 、 $u_{Lb}$ 、 $u_{Lc}$ 。这部分电压经过瞬时三角函数对称分量法动态计算出负序分量  $u_{La(2)}$ 、 $u_{Lb(2)}$ 、 $u_{Lc(2)}$ ，叠加至正序参考电压合成逆变器参考电压。

瞬时三角函数对称分量法是通过构造旋转向量的方法实时地获得三相电压的正序、负序和零序分量瞬时值，瞬时三角函数对称分量法结构如图 5 所示。

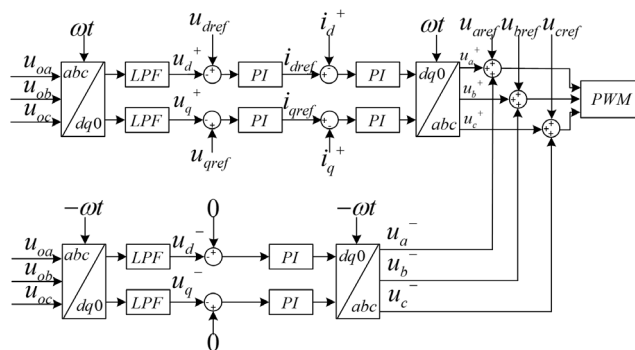


Figure 3. Control diagram of double DQ

图 3. 双 DQ 控制框图

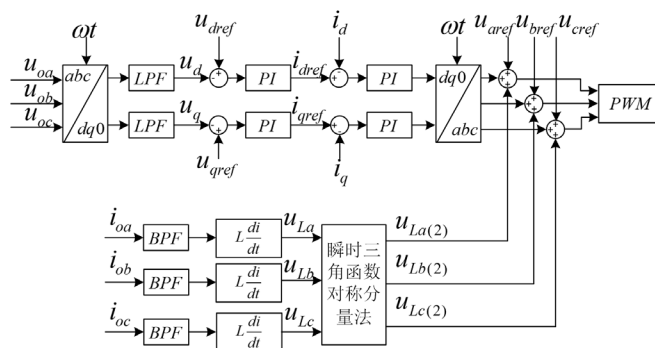


Figure 4. Control diagram of negative sequence voltage feedforward

图 4. 负序电压前馈控制框图

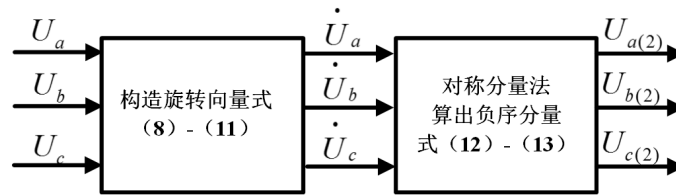


Figure 5. Structure diagram of symmetrical component method of instantaneous trigonometric function

图 5. 瞬时三角函数对称分量法结构图

令三相不对称电压的瞬时值为:

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{am} \sin(\omega t + \varphi_a) \\ U_{bm} \sin(\omega t + \varphi_b) \\ U_{cm} \sin(\omega t + \varphi_c) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)中,  $u_a(t)$ 、 $u_b(t)$ 、 $u_c(t)$ ——三相电压的瞬时值;  $U_{am}$ 、 $U_{bm}$ 、 $U_{cm}$ ——三相电压的幅值,  $\varphi_a$ 、 $\varphi_b$ 、 $\varphi_c$ ——三相电压的初始相位。对每相电压的瞬时值构造一个所对应的旋转向量, 每个旋转向量由两个正交的矢量组成, 旋转角速度  $\omega$  与三相的角频率  $\omega$  相等, 所构造的旋转向量表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Re_a + jIm_a \\ Re_b + jIm_b \\ Re_c + jIm_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{am} \cos(\omega t + \varphi_a) + jU_{am} \sin(\omega t + \varphi_a) \\ U_{bm} \cos(\omega t + \varphi_b) + jU_{bm} \sin(\omega t + \varphi_b) \\ U_{cm} \cos(\omega t + \varphi_c) + jU_{cm} \sin(\omega t + \varphi_c) \end{bmatrix} \quad (9)$$

由式(9)可以看到, 旋转向量中的虚部即为三相电压瞬时值。

$$\begin{bmatrix} Im_a \\ Im_b \\ Im_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

旋转向量中的实部可以利用三角函数运算得到:

$$\begin{bmatrix} Re_a \\ Re_b \\ Re_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [u_a(t) - u_a(t - \Delta t) \cos \omega \Delta t] \cot \omega \Delta t \\ [u_b(t) - u_b(t - \Delta t) \cos \omega \Delta t] \cot \omega \Delta t \\ [u_c(t) - u_c(t - \Delta t) \cos \omega \Delta t] \cot \omega \Delta t \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_a(t - \Delta t) \sin \omega \Delta t \\ u_b(t - \Delta t) \sin \omega \Delta t \\ u_c(t - \Delta t) \sin \omega \Delta t \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)中,  $\Delta t$ ——计算步长;  $u_a(t)$ 、 $u_b(t)$ 、 $u_c(t)$ ——当前步长的电压瞬时值,  $u_a(t - \Delta t)$ 、 $u_b(t - \Delta t)$ 、 $u_c(t - \Delta t)$ ——上一步长的电压瞬时值。

对以上构造的旋转向量按照对称分量法分解便可以提取出其负序分量, 可以表示为:

$$\begin{bmatrix} U_{a(2)} \\ U_{b(2)} \\ U_{c(2)} \end{bmatrix} = Im \left\{ \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} \right\} \quad (12)$$

式(12)中,  $\alpha = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2}$ ,  $\alpha^2 = e^{-j120^\circ} = -\frac{1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2}$ 。由式(9)-(12)可得到负序电压为:

$$\begin{bmatrix} U_{a(2)} \\ U_{b(2)} \\ U_{c(2)} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \left\{ -\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re_a \\ Re_b \\ Re_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Im_a \\ Im_b \\ Im_c \end{bmatrix} \right\} \quad (13)$$

通过瞬时三角函数对称分量法实时动态计算负序电压补偿量，即使在负载频繁随机投切情况下，仍可快速跟踪负载变化实现微网逆变器不平衡电压补偿。

### 5. 仿真分析验证

为验证瞬时三角函数对称分量法计算负序分量得实时性，利用 Matlab 进行了仿真测试。为便于验证分离负序电压的正确性，测试电压  $U_{am}$ 、 $U_{bm}$ 、 $U_{cm}$  如式(14)所示，由幅值为 100 V 初相为 0 的正序分量和幅值为 50 V 初相为  $\pi/6$  的负序分量组成。

$$\begin{bmatrix} U_{am} \\ U_{bm} \\ U_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100 \sin(100\pi t) + 50 \sin\left(100\pi t + \frac{\pi}{6}\right) \\ 100 \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) + 50 \sin\left(100\pi t + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 100 \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) + 50 \sin\left(100\pi t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

三相测试电压波形如图 6 所示，瞬时三角函数对称分量法分离出的负序电压波形如图 7 所示，可以看出运用瞬时三角函数对称分量法分离出的负序电压波形和理论值吻合，实时性强，因而可以满足快速实时负序电压计算的要求。

为对比负序电压前馈与双 DQ 控制的电压不平衡补偿效果，利用 Matlab/Simulink 搭建仿真模型。主电路如图 1 所示，主要参数如下：直流侧电压 700 V，滤波电感 2 mH，滤波电容 30 $\mu$ F，线路电感 1 mH，额定功率为 30 kW。0.3 s 时模拟 A 相断路，分别对两种控制策略进行仿真。

仿真结果如图 8 所示，其中图 8(a)为负载突变时双 DQ 控制下输出电压波形，可以看出在 0.3s 突变时三相电压波形发生了畸变，经过 0.125 s 调整后三相电压才最终稳定平衡。图 8(b)中基于负序电压前馈控制在 0.3 s 负载突变时，输出电压依然能够保持三相电压的平衡；图 8(c)和图 8(d)中控制 1 表示双 DQ 控制，控制 2 表示负序电压前馈控制。图 8(c)能看出突变瞬间两种控制下负载电压情况，DQ 控制下尽管在稳态时候电压是对称的，但需要一个过渡过程。在这过渡时间内三相电压波形严重畸变，突变后的第一个周期里 ABC 三相输出电压幅值分别为：356.7 V，252.6 V，300.7 V，电压严重不平衡。图 8(d)为两种控制下输出电压 dq 轴分量波形，可以看出双 DQ 控制下负载突变时需要 0.125 s 电压 dq 分量才能达到稳定值，而负序电压前馈双环控制下电压 dq 分量在突变前后始终保持稳定。

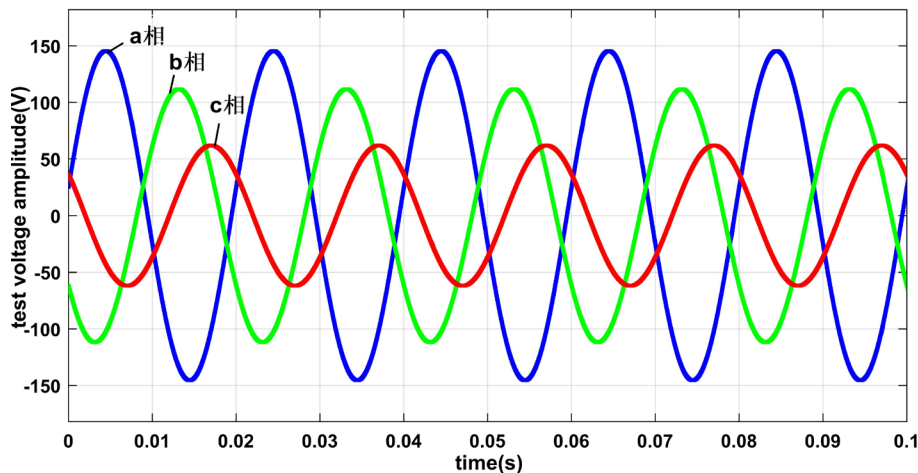


Figure 6. Three phase test voltage waveform  
图 6. 三相测试电压信号波形

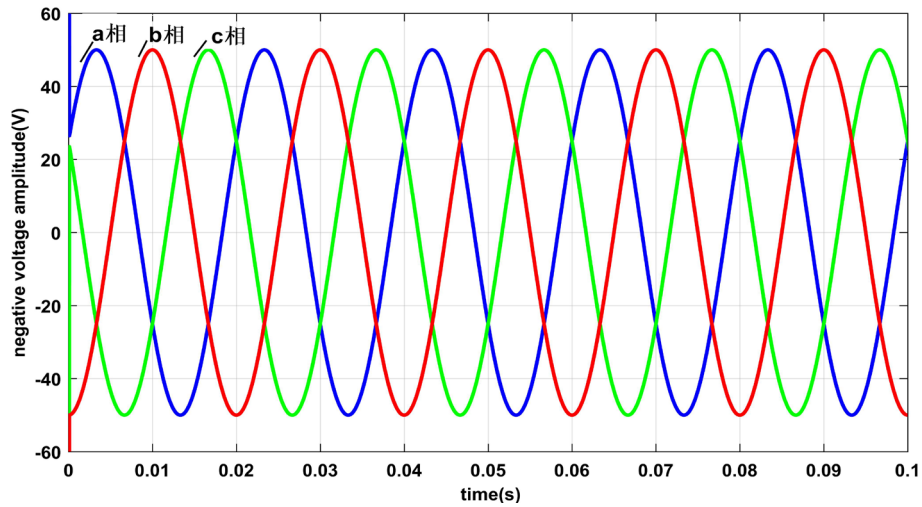
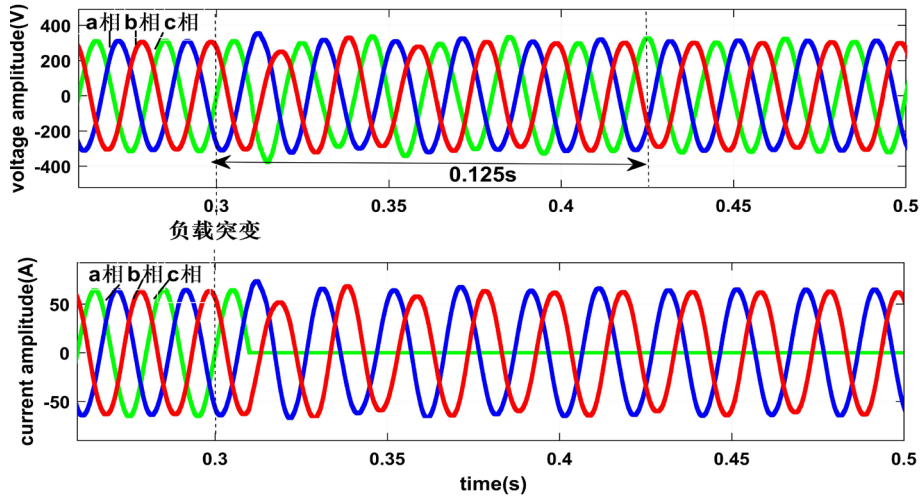
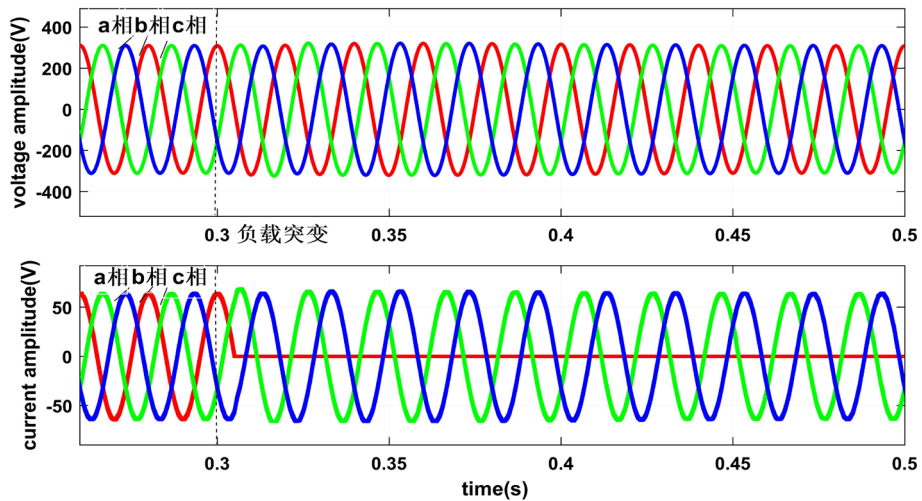


Figure 7. Negative sequence voltage waveform obtained by instantaneous trigonometric function method

图7. 瞬时三角函数法得到的负序电压波形

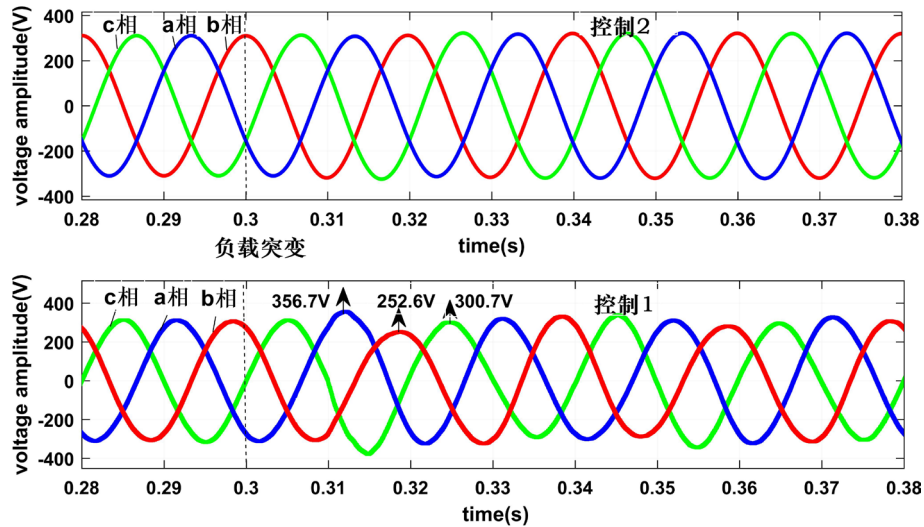


(a) 双 DQ 控制下单相断路时逆变器输出电压电流波形

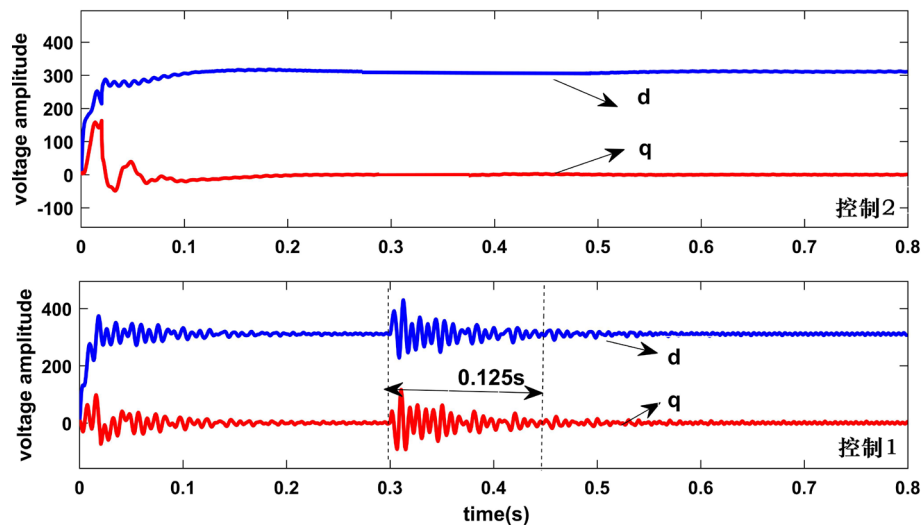


(b) 负序电压前馈控制下单相断路时逆变器输出电压电流波形





(c) 单相断路时两种控制下输出电压波形



(d) 单相断路时两种控制下电压 dq 轴分量波形

Figure 8. Simulation waveform of single phase circuit breaker

图 8. 单相断路仿真波形

## 6. 结论

针对微网三相不平衡负载引起的逆变器端口电压不平衡问题，提出了一种基于负序电压前馈的控制策略。由于该方法采用电压前馈方式进行负序电压补偿，因而即使在微网负载出现频繁切换情况仍可实现不平衡电压的快速补偿。文中仅对单相断路引起的不平衡情况进行了仿真验证，该方法同样适用于其他类型不对称负载引起的电压不平衡控制。

## 基金项目

国家自然科学基金项目(51541703)。

## 参考文献 (References)

- [1] Kawabata, Y., Maekawa, T. and Kawabata, T. (2010) Novel PLL Systems Which Suffer Little Influence from Voltage

- Unbalance and Distortion. *IEEE Power Electronics Conference*, 354-359.
- [2] Hamzeh, M., Emamian, S., Karimi, H., *et al.* (2016) Robust Control of an Islanded Microgrid under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions. *IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics*, **4**, 512-520.  
<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2459074>
- [3] (2009) IEEE Std 1159-2009, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.
- [4] 茹心芹, 韦微, 王伟, 等. 微网逆变器不平衡负载控制技术研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(7): 40-43.
- [5] 张兴, 季建强, 张崇巍, 等. 基于内模控制的三相电压型 PWM 整流器不平衡控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 51-56.
- [6] Cheng, P.T., Chen, C.A., Lee, T.L., *et al.* (2009) A Cooperative Imbalance Compensation Method for Distributed-Generation Interface Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **45**, 805-815.  
<https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2013601>
- [7] Hashempour, M.M., Savaghebi, M., Vasquez, J.C., *et al.* (2016) Voltage Unbalance and Harmonic Compensation in Microgrids by Cooperation of Distributed Generators and Active Power Filters. *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference*, 646-651.
- [8] Delghavi, M.B. and Yazdani, A. (2011) Islanded-Mode Control of Electronically Coupled Distributed-Resource Units under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, **26**, 661-673.  
<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2010.2042081>
- [9] Mahmoudi, A. and Karshenas, H.R. (2015) Control Strategy for Voltage Unbalance Compensation in Islanded Microgrids. *IEEE Electrical Power Distribution Networks Conference*, 84-89.
- [10] Wu, L., Hao, X., Li, Z., *et al.* (2016) Decentralized Control Approach for Voltage Unbalance Compensation in Islanded Microgrid. *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, 1776-1781.

#### 知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>  
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2333-5394, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>  
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>  
期刊邮箱: [jee@hanspub.org](mailto:jee@hanspub.org)