

电网和负载不平衡条件下的双模式逆变器控制研究

针对负载和电网处于不平衡条件下的双模式逆变器控制, 首先研究了并离网两种情况下的逆变器电压正、负序分量提取的方法。其次, 在并网运行时研究了二阶广义积分器和双同步解耦锁相控制方法, 保证逆变器在电网电压不平衡时快速跟踪电网变化以改善大电网不平衡对逆变器的影响。最后, 通过仿真和实验验证了电网和负载不平衡条件下所用方法补偿不平衡分量并改善不平衡度的有效性。

李响¹ 李庆光² 朱宁辉² 陈晓东³ 温春雪³/1. 南瑞集团有限公司(国网电力科学研究院有限公司) 2. 中电普瑞科技有限公司 3. 北方工业大学电气与控制工程学院

0 引言

双模式逆变器是微电网系统的重要组成部分, 可以运行在独立模式和并网模式。目前, 逆变器的控制方法都很成熟, 包括 V_f 控制和 PQ 控制^[1], 以及下垂控制^[2]更是可以在并网、独立条件下进行切换, 这些也是目前研究的热点。然而这些方法都是在相对理想的条件下实现的。实际应用中电网和负载经常会因为各种原因处于不平衡状态。不平衡情况下会产生负序分量, 若依旧采用只控制正序分量的传统方法会导致输出电压和电流畸变、谐波太多等问题。于是, 需要将不平衡条件下产生的电压正、负序分量分别控制。本文研究的滤波和对称分量两种方法能有效地提取正、负序分量。此外, 理想条件下的锁相方法由于电网中出现的负序分量而不能正确锁相。因此, 本文比较了并网运行时能够

排除电网负序的干扰进行正确锁相的二阶广义积分和双同步解耦锁相方法^[4]。基于上述正、负序分量分离和锁相, 采用了离网电压电流正、负序双环控制法和并网瞬时功率控制法^[3], 消除电压电流畸变, 减小输出谐波, 保持功率稳定和效率的最大化, 改善不平衡负载和电网环境对逆变器的影响。

1 双模式逆变器拓扑及基本控制

逆变器的控制方法都已趋近成熟, 典型的独立/并网双模式逆变器的拓扑结构如图1所示。逆变器连接交直流母线, 同时通过切换开关与电网相连。

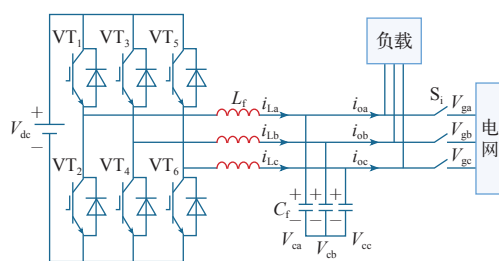


图1 独立/并网双模式逆变器的拓扑

基本的控制方法有 V_f 、 PQ 和下垂控制方法等^[1-2]。 V_f 控制主要应用于微电网孤岛运行模式, PQ 控制主要应用于并网运行模式, 下垂控制方法则可以用于两种模式。

2 不平衡条件下正、负序处理和锁相

平衡电力系统只有正序分量, 不平衡电网除了正序分量, 还有负序分量。采用传统正序分量控制方法, 会导致系统中出



李响/高级工程师

关键词/Keywords

双模式逆变器 ·
不平衡电网 ·
不平衡负载 ·
二阶广义积分器 ·
双同步解耦锁相 ·

北京市教育委员会市属高校创新能力提升计划项目
(TJSHG201310009030)。

现负序电压、电流和大量的谐波。

2.1 不平衡条件下电压的正序、负序分量

逆变器输出侧电压 (U_a, U_b, U_c) 用复矢量形式表示为

$$U = (2/3)(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{-j2\pi/3}) \quad (1)$$

不平衡条件时, 输出侧的电压复矢量存在正序、负序分量, 同步dq旋转坐标系中以复矢量的形式表达为

$$U = e^{j\omega t} U_{dq}^+ + e^{-j\omega t} U_{dq}^- \quad (2)$$

式中, U_{dq}^+ 为正序电压分量; U_{dq}^- 为负序电压分量, 且

$$\begin{cases} U_{dq}^+ = U_d^+ + jU_q^+ \\ U_{dq}^- = U_d^- + jU_q^- \end{cases} \quad (3)$$

2.2 正、负序分量提取

为了在不平衡条件下控制, 需提取电压、电流的正、负序分量, 而其准确度将直接影响控制系统的性能。

(1) 滤波分离法

不平衡条件下, 三相电压表达式可以写为

$$\begin{pmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U^+ \cos(\omega t + \theta^+) & U^- \cos(-\omega t + \theta^-) \\ U^+ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \theta^+) & U^- \cos(-\omega t - 2\pi/3 + \theta^-) \\ U^+ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \theta^+) & U^- \cos(-\omega t + 2\pi/3 + \theta^-) \end{pmatrix} \quad (4)$$

按照正序方向将其转换到旋转坐标系中可得

$$\begin{pmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \end{pmatrix} = [R(\theta)]^+ (T_{\alpha\beta}) \begin{pmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U^+ \cos(\omega t - \theta^r + \theta^+) + U^- \cos(-\omega t - \theta^r + \theta^-) \\ U^+ \sin(\omega t - \theta^r + \theta^+) + U^- \sin(-\omega t - \theta^r + \theta^-) \end{pmatrix} \quad (5)$$

在离网和并网锁相时有 $\omega t \approx \theta^r$, 则

$$\begin{pmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U^+ \cos(\theta^+) + U^- \cos(2\omega t + \theta^-) \\ U^+ \sin(\theta^+) + U^- \sin(2\omega t + \theta^-) \end{pmatrix} \quad (6)$$

根据式 (6) 可以看出不平衡时, 电压正向变换到dq坐标系中时, 正序分量变换为与初始相位角相关的直流量, 负序分量表现为2倍频谐波, 反之亦然。因此, 滤除正、反向变换后的谐波, 即得到正、负序分量在对应dq坐标系中的直流量。

(2) 对称分量法

以信号中的A相为例, A相不动B相逆时针旋

转120°, C相顺时针旋转120°, 得到新的向量图, 将图1中3个向量相加后取其1/3得到的是A相的正序分量。A相不动, B相顺时针旋转120°, C相逆时针旋转120°, 得到新的向量图, 将图1中3个向量相加后取其1/3得到的是A相的负序分量。同理可得B相和C相的正、负序分量。

2.3 锁相环设计

电网不平衡时, 由于存在负序分量的影响, 应当选择合适的锁相方法对不平衡电网进行锁相^[4]。

(1) 二阶广义积分器锁相

根据对称分量法, 电网电压和其正序分量的关系为

$$\begin{pmatrix} u_a^+ \\ u_b^+ \\ u_c^+ \end{pmatrix} = (T_+) \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (7)$$

将其转换到静止坐标系中有

$$\begin{pmatrix} u_\alpha^+ \\ u_\beta^+ \end{pmatrix} = (T_{\alpha\beta}) \begin{pmatrix} u_a^+ \\ u_b^+ \\ u_c^+ \end{pmatrix} = (T_{\alpha\beta})(T_+) \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = (T_{\alpha\beta})(T_+)(T_{\alpha\beta})^{-1} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (8)$$

上式表现为在变换过程中形成了90°的相移。选择二阶广义积分器作为相移器, 其结构如图2所示。

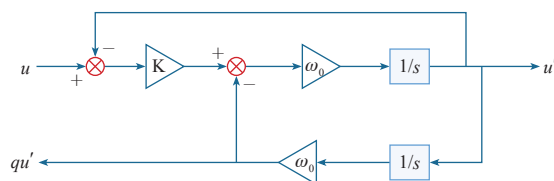


图2 二阶广义积分器模型

二阶广义积分器输入信号频率等于积分器的谐振频率 ω_0 时, 输出和输入信号幅值比例为1、相位差为零, 既 $u = u'$ 。 u' 与 qu' 始终保持90°相位差, 结构如图3所示。

(2) 双同步解耦锁相

由于电网的正负序分量存在耦合, 需要解耦。设正序初始角为零, 负序初始角为 θ_0 , 式 (5) 可以变为

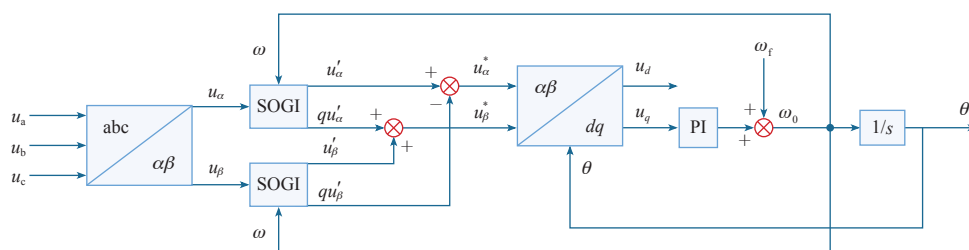


图3 二阶广义积分器锁相模型

$$\begin{pmatrix} u_d^{+*} \\ u_q^{+*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(2\theta^r) + u_q^- \sin(2\theta^r) \\ u_q^+ - \bar{u}_d^- \sin(2\theta^r) + u_q^- \cos(2\theta^r) \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} u_d^{-*} \\ u_q^{-*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d^+ + \bar{u}_d^+ \cos(2\theta^r) - u_q^+ \sin(2\theta^r) \\ u_q^+ + \bar{u}_d^+ \sin(2\theta^r) + u_q^+ \cos(2\theta^r) \end{pmatrix} \quad (10)$$

综上各式，可以建立锁相模型如图4所示。

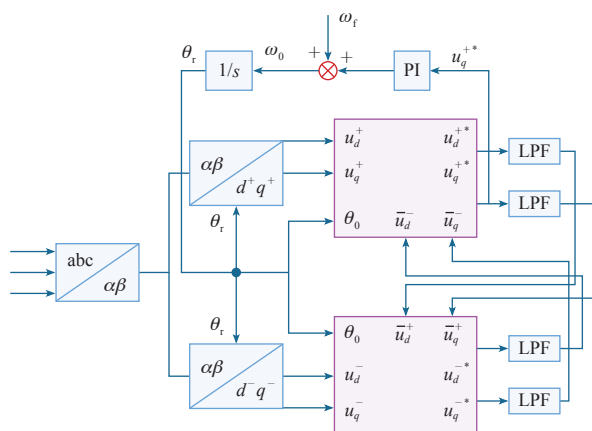


图4 双同步解耦锁相模型

3 电网不平衡条件下的逆变器控制

由上述正、负序分离提取和锁相方法，需要将三相电网不平衡时的电压和电流进行分离以后对逆变器进行控制。在只考虑基波的基础上计算不平衡复功率为^[3]

$$S = P + jQ = (e^{j\omega t} u_{dq}^+ + e^{-j\omega t} u_{dq}^-)(e^{j\omega t} i_{dq}^+ + e^{-j\omega t} i_{dq}^-) \quad (11)$$

按正、负序分开后计算得到系统有、无功功率

$$\begin{cases} p(t) = p_0 + p_{c2} \cos(2\omega t) + p_{s2} \sin(2\omega t) \\ q(t) = q_0 + q_{c2} \cos(2\omega t) + q_{s2} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (12)$$

式中， p_0 、 q_0 为有、无功功率平均值； p_{s2} 、 p_{c2} 、 q_{s2} 和 q_{c2} 分别为二次有、无功的正余弦峰值。

使有、无功功率以及有功功率2次谐波分量等于零，联立可得

$$\begin{pmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_d^- \\ i_q^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_d^+ & e_q^+ & e_d^- & e_q^- \\ e_q^+ & -e_d^+ & e_q^- & -e_d^- \\ e_q^- & -e_d^- & -e_q^+ & e_d^+ \\ e_d^- & e_q^- & e_d^+ & e_q^+ \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} p_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{\frac{2}{3} p_0}{[(e_d^+)^2 + (e_q^+)^2] - [(e_d^-)^2 + (e_q^-)^2]} \begin{pmatrix} e_d^+ \\ e_q^+ \\ -e_d^- \\ -e_q^- \end{pmatrix} \quad (13)$$

由图1得出并网逆变器电压方程关系，按正、负序分解为

$$\begin{cases} e_{dq}^+ = u_{dq}^+ + L \frac{di_{dq}^+}{dt} + Ri_{dq}^+ + j\omega Li_{dq}^+ \\ e_{dq}^- = u_{dq}^- + L \frac{di_{dq}^-}{dt} + Ri_{dq}^- - j\omega Li_{dq}^- \end{cases} \quad (14)$$

得到不平衡电网下逆变器的控制结构如图5所示。

4 负载不平衡条件下的逆变器控制

因为离网情况下，逆变器作为主要电能输出源，比在并网模式下占有更大的重要性。若不能正确处理负载不平衡条件下的负序分量同样会造成严重后果。

平衡情况下逆变器的电流、电压环控制方程为

$$\begin{cases} U_d = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega Li_q \\ U_q = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega Li_d \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} i_d^* = \left(K_{vp} + \frac{K_{vl}}{s} \right) (u_d^* - u_d) - \omega Cu_q + i_d \\ i_q^* = \left(K_{vp} + \frac{K_{vl}}{s} \right) (u_q^* - u_q) + \omega Cu_d + i_q \end{cases} \quad (16)$$

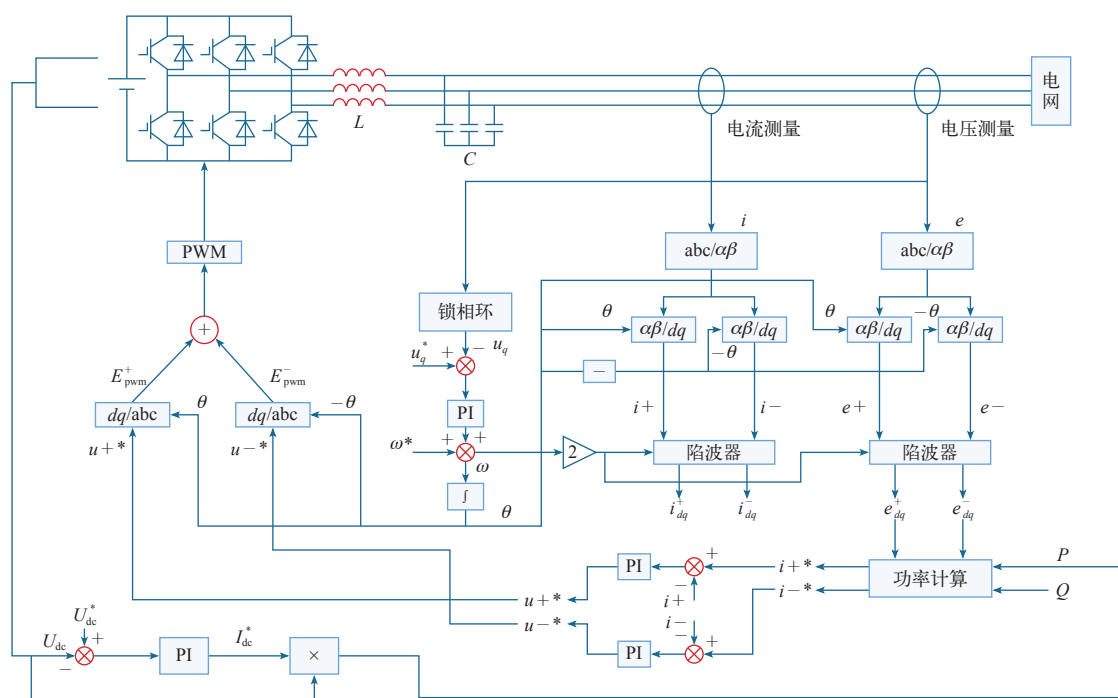


图5 电网不平衡下双模式逆变器控制结构框图

式中, K_p 、 K_i 为电流内环的比例和积分调节增益; i_d^* 、 i_q^* 为电压环得到的输出给定; K_{vp} 、 K_{vi} 为电压外环的比例和积分调节增益; u_d^* 、 u_q^* 为 u_d 、 u_q 的给定值。

设计负序控制器。在反向旋转坐标系下, 与同步旋转坐标系下的两个分量一样, 同样存在耦合, 需要解耦。

$$\begin{cases} U_d^- = \left(K_p^- + \frac{K_i^-}{s} \right) (i_d^{*-} - i_d^-) - \omega L i_q^- \\ U_q^- = \left(K_p^- + \frac{K_i^-}{s} \right) (i_q^{*-} - i_q^-) + \omega L i_d^- \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} i_d^{*-} = \left(K_{vp}^- + \frac{K_{vi}^-}{s} \right) (u_d^{*-} - u_d^-) - \omega C u_q^- + i_q^- \\ i_q^{*-} = \left(K_{vp}^- + \frac{K_{vi}^-}{s} \right) (u_q^{*-} - u_q^-) + \omega C u_d^- + i_d^- \end{cases} \quad (18)$$

为了抑制负序, 令 u_d^{*-} 和 u_q^{*-} 为零, 根据以上公式可以得到负载不平衡下的逆变器控制结构如图6所示。

5 仿真和实验

为验证控制方案, 在Matlab中建立电网和负载平衡及不平衡时离、并网情况下的逆变器控制

模型。

表1为PQ控制参数表, 电网平衡时PQ控制逆变器输出波形如图7所示。此时逆变器能正常对负载和电网供电。

表1 PQ控制参数

直流电压	频率	滤波电容	滤波电感
450 V	50 Hz	5 μ F	10 mH
负载	电压幅值	步长	电网
10 kW	311 V	10^{-3} s	100 MW

图8为电网不平衡时PQ控制电压电流波形, 图9为电网不平衡时PQ控制THD分析。从图9中可以看出, THD远超系统允许的最低值。

表2为电网不平衡控制参数, 图10为电网不平衡时所提出控制方法得到的电压电流波形, 图11为电网不平衡控制THD分析。可以看出, 与PQ控制相比, 此方法能有效抑制电网不平衡的影响, 使THD保持在要求之内。

表3为Vf控制参数表, 负载平衡时Vf控制逆变器的输出波形如图12所示。此时逆变器能正常对负载供电。

图13为负载不平衡时Vf控制输出电压电流波形, 图14为负载不平衡时Vf控制THD分析图。可

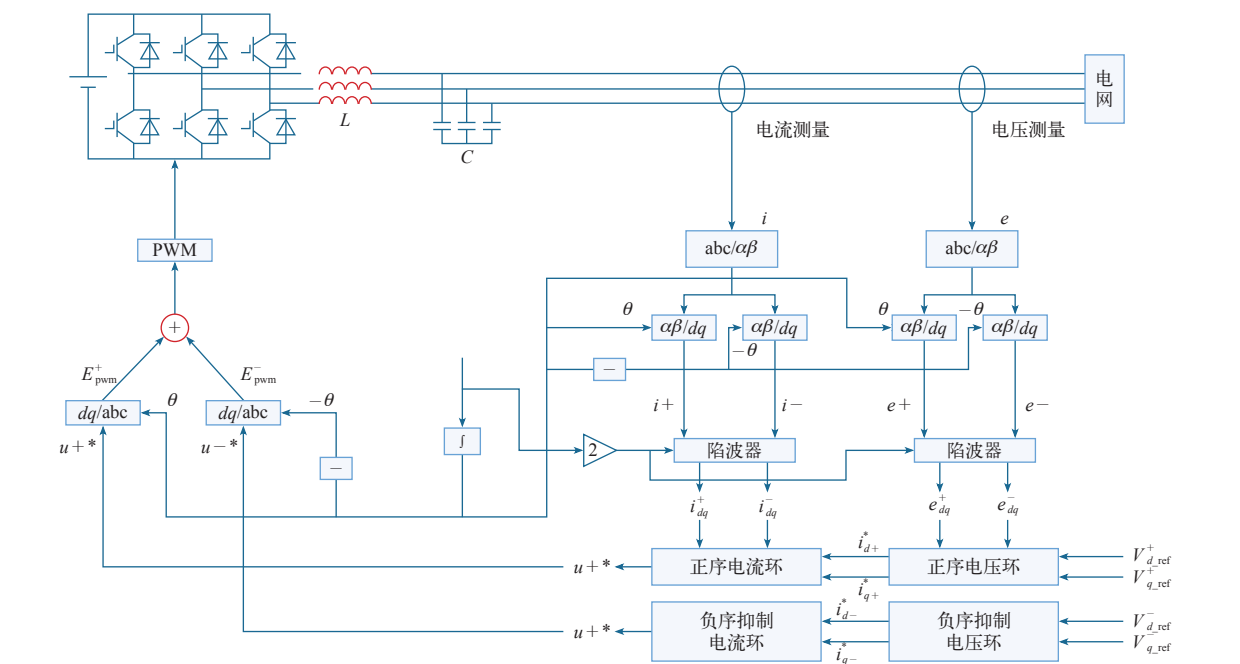


图6 负载不平衡下双模式逆变器控制结构框图

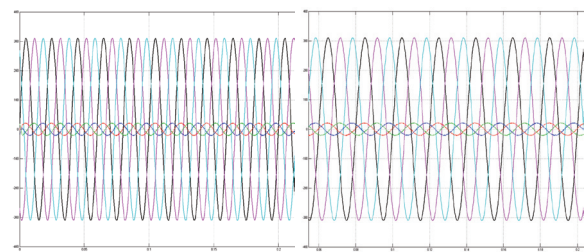


图7 电网平衡时PQ控制电压电流波形

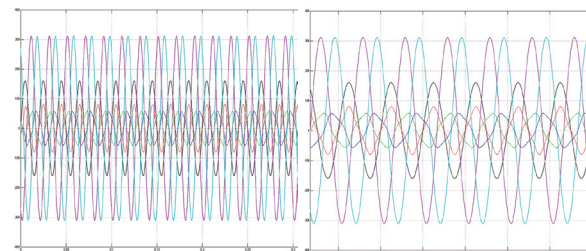


图8 电网不平衡时PQ控制电压电流波形

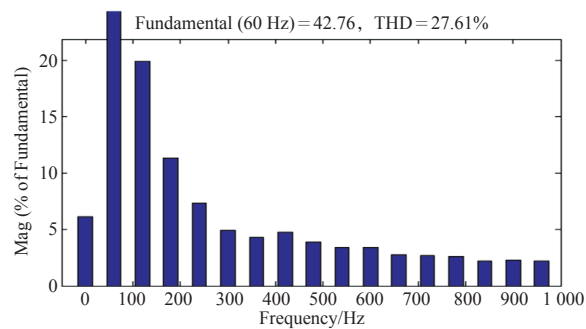


图9 电网不平衡时PQ控制a相THD

表2 电网不平衡控制参数

直流电压	频率	滤波电容	滤波电感	
450 V	50 Hz	5 μ F	10 mH	
负载	电压幅值	步长	电网	电压跌落
10 kW	311 V	10^{-5} s	100 MW	160 V

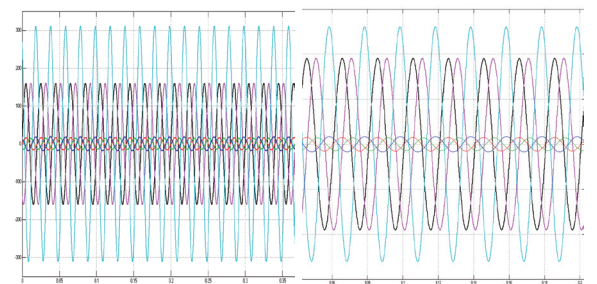


图10 电网不平衡控制电压电流波形

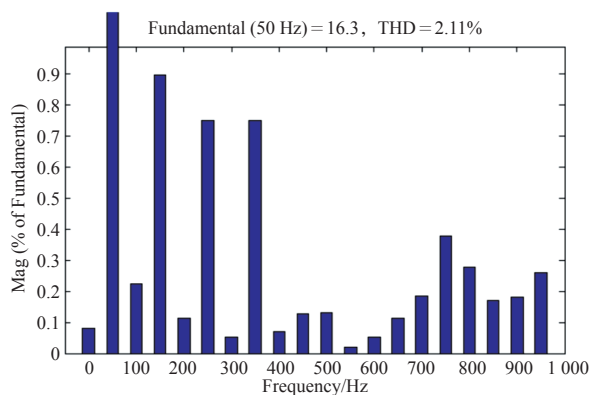


图11 电网不平衡控制a相THD

表3 VF 控制参数

直流电压	频率	滤波电容	滤波电感
450 V	50 Hz	5 μ F	1 mH
负载	电压幅值	步长	
10 kW	311 V	10^{-5} s	

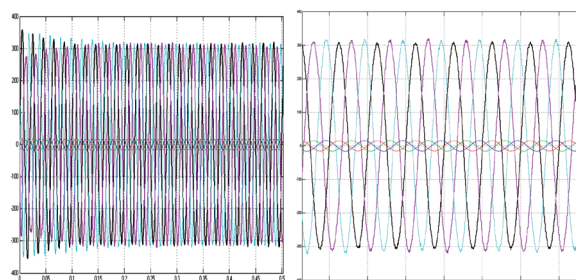


图12 负载平衡时 VF 控制电压电流波形

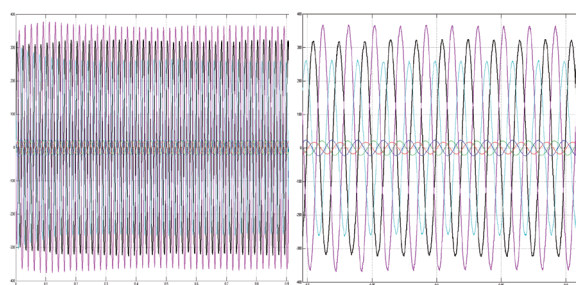


图13 负载不平衡时 VF 控制电压电流波形

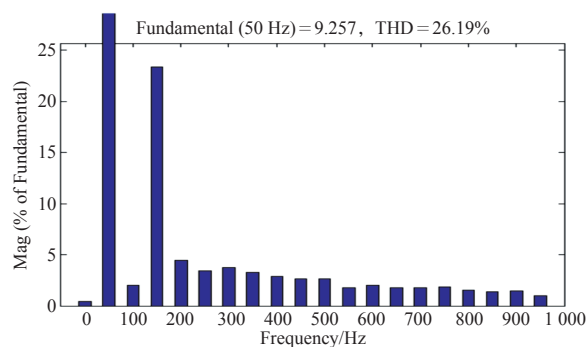


图14 负载不平衡时 VF 控制a相THD

表4 负载不平衡控制参数

直流电压	频率	滤波电容	滤波电感
450 V	50 Hz	5 μ F	10 mH
负载	不平衡负载	电压幅值	步长
10 kW	20 kW	311 V	10^{-5} s

以看出, THD远远超过系统允许的最低值。

图15为负载不平衡时所提控制方法的逆变器输出电压电流波形, 图16为负载不平衡控制THD分析。可以看出, 此方法能有效抑制线路中的电压畸

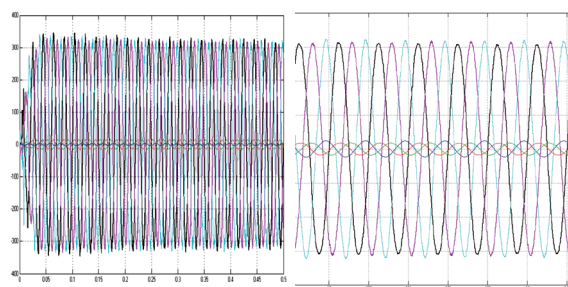


图15 负载不平衡控制电压电流波形

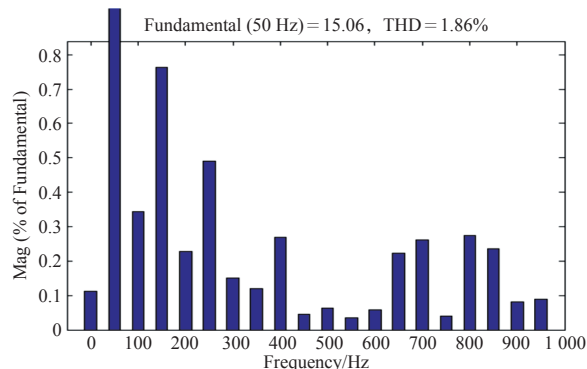


图16 负载不平衡控制a相THD

变和谐波。

对比两种锁相环, 图中实线为电网角度, 虚线为锁相角度。图17为二阶广义积分器锁相, 此方法速度快, 准确度高。图18为双同步解耦锁相, 此方法准确度高, 快速性较差, 主要原因在于此方法依赖于低通滤波器。

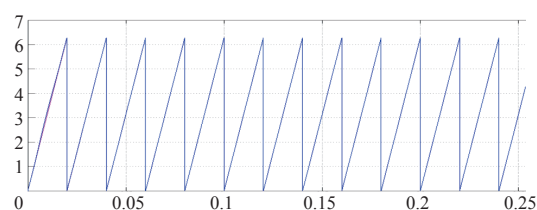


图17 二阶广义积分器锁相

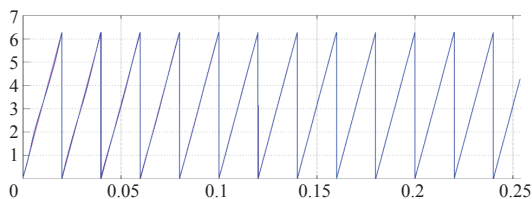


图18 双同步解耦锁相

实验样机为DSP28335控制的10 kV·A逆变电源, 为实现不平衡, A、C相接入10 kW负载, B相接入20 kW负载。

图19a为正、负序分离前后 d 轴正序电压 U_d ，图19b为 d 轴负序电压 U_d 的波形，验证了使用所提出的滤波方法可以正确分离提取相应的正负序直流电压分量。

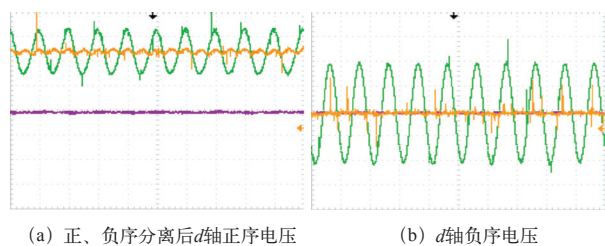


图19 正负序分离实验波形

进行负载不平衡实验时，将C相负载突变为不平衡负载，将B、C两项电压进行对比，如图20所示。图20a为未使用不平衡控制的方法，出现了电压不平衡情况。为保持三相电压平衡，使用所提出的不平衡控制的方法，其输出电压的B、C相电压波形如图20b所示。可以看出，所提出的控制方法有效地消除了不平衡负载带来的影响。

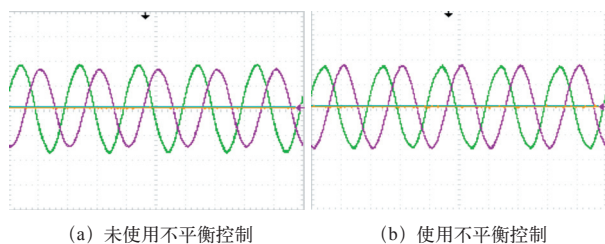


图20 负载不平衡控制实验波形

图21为不平衡负载下，普通控制和本文提出的不平衡负载控制方法的三相输出电压波形，可以对比看出所提出方法的有效性。

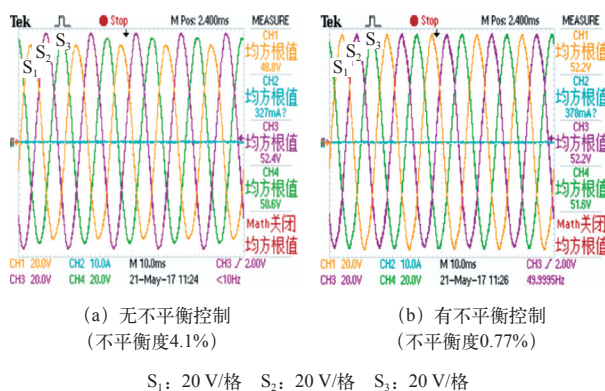


图21 负载不平衡控制对比波形

图22为电网电压不平衡时的逆变器输出三相电压及A相电流，其中A相电压为B相和C相电压的一半。可以看出，在电网不平衡的双模式逆变器依旧可以保证输出电流的稳定。

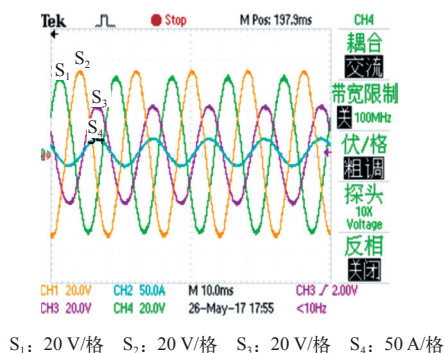


图22 电网不平衡三相电压及A相电流

6 结束语

针对双模式逆变器介绍了电网和负载不平衡下的正负序分离方法，比较了二阶广义积分和双同步解耦锁相方法，并据此研究了电网和负载不平衡下双模式逆变器的控制方法。 PQ 、 I_f 控制方法在不平衡条件下不足以支持系统稳定运行。通过仿真和实验验证了所提方法可以有效地减小不平衡因素的影响，保证双模式逆变器在负载和电网不平衡条件下可靠稳定地运行。

参考文献

- [1] 韩英慧. 微电网平滑切换的控制策略研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [2] 聂志强, 梁晖, 罗浩, 等. 基于非线性下垂控制的单模式微网并-离网无缝切换技术 [J]. 电网技术, 2016, 40 (5): 1371-1378.
- [3] 林永朋, 陶顺, 肖湘宁, 等. 电压不平衡条件下并网逆变器的直流电压控制 [J]. 电网技术, 2015, 39 (6): 1643-1649.
- [4] 徐顺刚. 三相逆变电源在不平衡负载条件下的控制研究 [J]. 重庆师范大学学报: 自然科学版, 2009, 26 (2): 103-107.

(收稿日期: 2017-07-23) EA