

低电压穿越条件光伏逆变器模型预测控制研究

栗遇春¹,葛翔¹,李发亮¹,谢国荣²

(1. 国网新疆电力公司 电力科学研究院,新疆 乌鲁木齐 830000;

2. 国网信通亿力科技有限责任公司,福建 福州 350003)

摘要:低电压穿越条件下要求光伏逆变器能够正常并网,传统并网控制方法难以满足快速性以及低谐波、低漏电流要求。为此,提出一种改进型有限集模型预测控制方法,实现低电压穿越条件下电流快速跟踪控制和漏电流抑制。首先建立电网不平衡条件下准确模型,然后提出改进型有限集模型预测控制,实现并网电流谐波和漏电流的抑制。提出方法能够同时实现漏电流、谐波抑制以及低电压穿越情况电流快速跟踪。仿真结果验证了所提出的算法正确性。

关键词:低电压穿越条件;有限集模型预测控制;漏电流;谐波抑制

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19063

Research on Model Predictive Control of PV Inverter Under Low Voltage Ride Through Condition

LI Yuchun¹, GE Xiang¹, LI Faliang¹, XIE Guorong²

(1. Research Institute of Electric Power, State Grid Xinjiang Electric Power Urumchi 830000, Xinjiang, China;

2. China National Network ICT Billion Force Technology Co., Ltd., Fuzhou 350003, Fujian, China)

Abstract: Under the condition of low-voltage ride-through, the photovoltaic inverter can be connected to the grid normally. The traditional grid-connected control method cannot meet the rapidity, low harmonics, and low leakage current requirements. Therefore, an improved finite set model predictive control method was proposed to achieve fast current tracking control and leakage current suppression under low voltage ride through conditions. Firstly, the accurate model under the unbalanced condition of the power grid was established, and then the improved finite set model predictive control was proposed to realize the suppression of current harmonics and leakage current in the grid. The proposed method could simultaneously realize leakage current, harmonic suppression, and fast current tracking in low-voltage ride-through conditions. The simulation verified the correctness of the proposed algorithm.

Key words: low-voltage ride-through conditions; finite set model predictive control; leakage current; harmonic suppression

最近几年,光伏发电的比例逐渐增多,并网的可靠性也在提高。并网要求在电网发生扰动时,并网逆变器能够正常工作。电网不平衡条件下逆变器的并网电流谐波将增大,会影响逆变器的并网电能质量^[1-3]。因此,研究电网不平衡条件下的并网控制方法至关重要。

在前期的研究中,逆变器最普遍的控制方法是将 $a-b-c$ 坐标系转化成 $d-q$ 坐标系,采用PI控制器实现 d, q 轴电流跟踪控制^[4]。在电网不平衡条件下,为了消除电网不平衡产生的并网电流谐波,需要对其做正序和负序分离^[5]。但是该方法

计算量复杂,而且负序电流难以控制。文献[6]提出一种正序和负序电流控制方法,但是该方法的控制性能难以满足并网要求。文献[7]提出多个PR控制器实现电网不平衡情况并网电流控制,该方法计算量大,控制策略复杂。

模型功率控制由于具有快速动态响应和不需要调制等优点得到广泛关注^[8]。文献[9-12]基于两电平并网逆变器,提出一种基于 $\alpha-\beta$ 坐标系下的模型预测控制。该方法不需要锁相和矢量调制,控制简单。而且为了解决延迟对并网电流的影响,文献[13]提出一种考虑延迟的改进模型

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377049,51277058)

作者简介:栗遇春(1966-),男,本科,高级工程师,Email:2232003126@qq.com

预测控制,实现并网电流的低谐波要求。上述方法虽然能够很好地实现并网电流控制。但是在电网不平衡条件下,会产生大量的谐波电流。因此,电网不平衡情况下的模型预测控制需要进一步研究。

此外,由于寄生电容的存在,光伏并网逆变器会产生漏电流,漏电流会影响逆变器输出的并网电流质量,甚至威胁人身安全。文献[14-15]提出增加开关器件实现漏电流抑制,但是该方法会增加系统损耗和成本。文献[16]提出LCL回接方法实现漏电流抑制,该方法也会增加系统成本和降低系统效率。因此,需要从控制方面研究漏电流的抑制。

为此,本文提出一种有限集模型预测控制,同时实现低电压穿越情况下的并网电流跟踪控制和漏电流抑制。本文的主要贡献如下:

- 1)提出一种 α - β 坐标系下基于电压矢量的快速有限集模型预测控制,计算量大大降低。
- 2)提出的模型预测方法,漏电流得到明显抑制。
- 3)该方法不需要锁相和正负序分离,计算量减少。
- 4)该方法基于电网不平衡电压建立模型,并网电流谐波明显减少。

1 低电压穿越条件逆变器建模与控制器设计

光伏并网逆变器拓扑结构如图1所示,由直流电源、三相IGBT电路、滤波电感和电网组成。

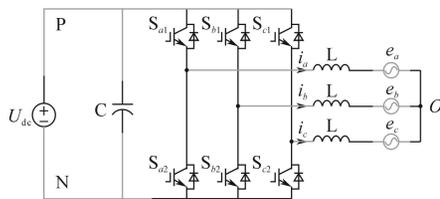


图1 光伏并网发电系统逆变器拓扑结构

Fig. 1 Inverter topology of photovoltaic grid-connected power system

低电压穿越条件下,电网电压和并网电流能够表示为

$$\begin{cases} e_j = e_j^p + e_j^n + e_j^0 \\ i_j = i_j^p + i_j^n + i_j^0 \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$j = a, b, c$$

式中: $e_j^p, e_j^n, e_j^0, i_j^p, i_j^n, i_j^0$ 分别为电网电压和并

网电流的正序、负序和零序分量。

电网电压和并网电流采用Clark变换为

$$\begin{cases} e = e_{\alpha\beta}^p + e_{\alpha\beta}^n \\ i = i_{\alpha\beta}^p + i_{\alpha\beta}^n \end{cases} \quad (2)$$

式中: $e_{\alpha\beta}^p, i_{\alpha\beta}^p, e_{\alpha\beta}^n, i_{\alpha\beta}^n$ 分别为电网不平衡电压和并网电流在 α - β 静止坐标系下的分量。

同理,采用Park变换不平衡的电压和电流可以表示为

$$\begin{cases} e = e_{dq}^p e^{j\omega t} + e_{dq}^n e^{-j\omega t} \\ i = e_{dq}^p e^{j\omega t} + e_{dq}^n e^{-j\omega t} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $e_{dq}^p, i_{dq}^p, e_{dq}^n, i_{dq}^n$ 分别为电网不平衡电压和并网电流在 d - q 旋转坐标系下的分量。

光伏逆变器的复功率能够表示为

$$S = \frac{2}{3}(ei^*) = P + jQ \quad (4)$$

式中:变量上标“*”表示为变量的共轭; P 和 Q 分别为有功功率和无功功率。

将式(2)和式(3)带入式(4)中,得到逆变器的复功率为

$$S = [P_0 + P_{s2} \sin(2\omega t) + P_{c2} \cos(2\omega t)] + j[Q_0 + Q_{s2} \sin(2\omega t) + Q_{c2} \cos(2\omega t)] \quad (5)$$

其中

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_{s2} \\ P_{c2} \\ Q_0 \\ Q_{s2} \\ Q_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^n & -e_d^n & -e_q^p & e_d^p \\ e_d^n & e_q^n & e_d^p & e_q^p \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ -e_d^n & -e_q^n & e_d^p & e_q^p \\ e_q^n & -e_d^n & e_q^p & -e_d^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_d^n \\ i_q^p \\ i_q^n \end{bmatrix}$$

式中: P_0 为基波有功功率; Q_0 为无功功率; P_{s2} 为正弦二倍频有功功率; P_{c2} 为余弦二倍频有功功率; Q_{s2} 为正弦二倍频无功功率; Q_{c2} 为余弦二倍频无功功率。

从式(5)能够明显看出系数矩阵为6行4列,因此不可能通过控制4个电流分量实现对6个功率的控制。

为了实现光伏逆变器低电压穿越控制,传统方法需要对光伏逆变器做正序和负序分离以及研究其相应锁相方法,为了避免上述缺点,本文提出一种改进的模型预测控制,实现低电压穿越情况下并网电流控制。下面将详细分析模型预测控制器的设计。

本文提出的模型预测控制是在 α - β 静止坐标系下实现的,利用不平衡电网电压和并网电流及其延时 90° 的信号,能够得到并网逆变器的并网电流参考值表示为

$$\begin{cases} x^m = -jx_{dq}^p e^{j\omega t} + jx_{dq}^n e^{-j\omega t} \\ \begin{bmatrix} x_{dq}^p \\ x_{dq}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j\omega t} & j e^{-j\omega t} \\ e^{-j\omega t} & -j e^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x^m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

可见,通过提出的控制方法可实现并网电流的跟踪。将式(6)代入到式(4)中能够得到:

$$\begin{cases} P_o = \frac{3}{4}(i_a e_a + i_\beta e_\beta + i_a^m e_a^m + i_\beta^m e_\beta^m) \\ P_{s2} = \frac{3}{4}[-k_1 \cos(2\omega t) + k_2 \sin(2\omega t)] \\ P_{c2} = \frac{3}{4}[k_2 \cos(2\omega t) + k_1 \sin(2\omega t)] \\ Q_o = \frac{3}{4}(i_a e_\beta - i_\beta e_a + i_a^m e_\beta^m - i_\beta^m e_a^m) \\ Q_{s2} = \frac{3}{4}[-k_3 \cos(2\omega t) + k_4 \sin(2\omega t)] \\ Q_{c2} = \frac{3}{4}[k_4 \cos(2\omega t) + k_3 \sin(2\omega t)] \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$\begin{cases} k_1 = i_a e_a^m + i_\beta e_\beta^m + i_a^m e_a + i_\beta^m e_\beta \\ k_2 = i_a e_a + i_\beta e_\beta - i_a^m e_a^m - i_\beta^m e_\beta^m \\ k_3 = i_a e_\beta - i_\beta e_a + i_a^m e_\beta^m - i_\beta^m e_a^m \\ k_4 = i_a e_\beta - i_\beta e_a - i_a^m e_\beta^m + i_\beta^m e_a^m \end{cases}$$

为了实现并网电流控制,需要满足 $k_1=0, k_2=0$ 条件,因此能够得到并网电流的参考值表示为

$$\begin{cases} i_a = \frac{2}{3} \frac{e_\beta P^*}{e_a e_\beta^m - e_a^m e_\beta} \\ i_\beta = \frac{2}{3} \frac{-e_a P^*}{e_a e_\beta^m - e_a^m e_\beta} \end{cases} \quad (8)$$

式中: P^* 为有功功率给定值。

由图1可以得到逆变器的数学模型为

$$-L_j \frac{di_j}{dt} = e_j + R_j i_j - u_j \quad (9)$$

如果不考虑延迟,并网逆变器的并网电流畸变严重,为此,本文考虑2个周期的延迟,离散化的模型表示为

$$\begin{aligned} \frac{L}{L+RT_s} \left\{ \begin{bmatrix} i_a(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a(k+2) \\ i_\beta(k+2) \end{bmatrix} \right\} = \\ \frac{T_s}{L+RT_s} \left\{ \begin{bmatrix} u_a(k+2) \\ u_\beta(k+2) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a(k+2) \\ e_\beta(k+2) \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

从式(10)能够得到低电压穿越情况下的电流 $i_a(k+2)$ 和 $i_\beta(k+2)$, 将其代入到价值函数中,并将价值函数最小的矢量输出给逆变器。

2 光伏并网逆变器漏电流抑制

为了实现光伏并网逆变器漏电流抑制,建立共模回路的模型如图2所示。利用戴维南定理,共模电压的回路能够简化为图3。

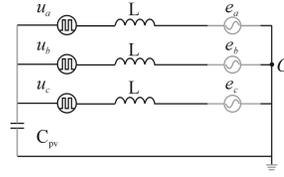


图2 三相逆变器共模模型

Fig.2 Common-mode model of three-phase inverter

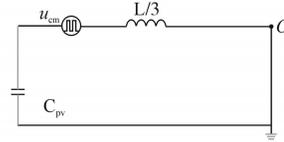


图3 三相逆变器简化共模模型

Fig.3 Simplified common-mode model of three-phase inverter

令 u_a, u_b, u_c 为三相输出电压,光伏并网逆变器的共模电压 u_{cm} 表示为

$$u_{cm} = (u_a + u_b + u_c)/3 \quad (11)$$

三相并网逆变器的漏电流表示为

$$i_{lck} = C_{pv} \frac{du_{cpv}}{dt} \quad (12)$$

式中: u_{cpv} 为寄生电容电压, C_{pv} 为寄生电容。从式(12)可以看出,如果寄生电容上的电压变化率恒定,漏电流会得到抑制。从图3可以看出漏电流受到激励源 u_{cm} 的影响,如果 u_{cm} 恒定,漏电流会得到抑制。

三相输出电压 u_a, u_b, u_c 表示为

$$\begin{cases} u_a = u_{dc} \times s_a \\ u_b = u_{dc} \times s_b \\ u_c = u_{dc} \times s_c \end{cases} \quad (13)$$

式中: s_a, s_b, s_c 分别为三相逆变器开关状态(状态1或0); u_{dc} 为直流侧电压。

将式(13)带入到式(11),得到共模电压表示为

$$u_{cm} = \left(\frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) u_{dc} \quad (14)$$

三相逆变器空间矢量图如图4所示。

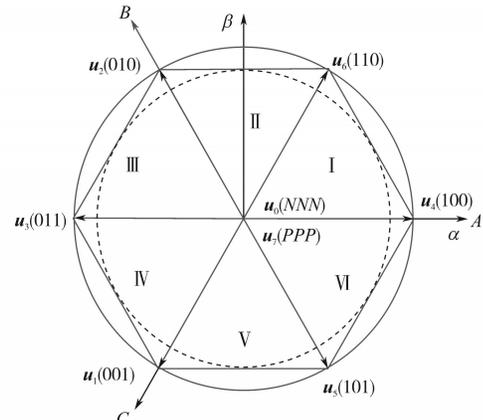


图4 三相逆变器空间矢量图

Fig.4 Space vector figure of three-phase inverter

开关状态和共模电压之间的关系如表1所示。从表1中可以看出,采用矢量000和矢量111会增加共模电压,从而引起漏电流的增加。因此,本文采用另外6种矢量实现共模电压的抑制。

表1 开关状态和共模电压

Tab.1 Switch states and common-mode voltage

开关状态	共模电压
000	0
111	U_{dc}
001	$U_{dc}/3$
010	$U_{dc}/3$
011	$2U_{dc}/3$
100	$U_{dc}/3$
101	$2U_{dc}/3$
110	$2U_{dc}/3$

本文的目标函数表示为

$$g = \min[|i_a^*(k+2) - i_a(k+2)| + |i_b^*(k+2) - i_b(k+2)|] \quad (15)$$

本文提出方法的框图、流程框图如图5、图6所示。

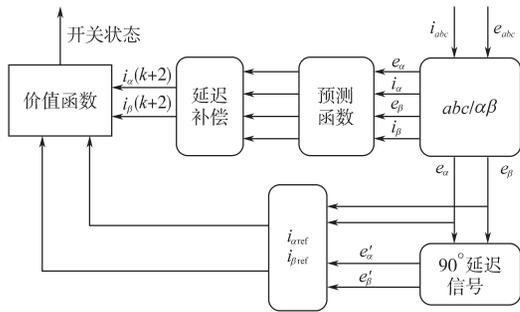


图5 提出方法的框图

Fig.5 Block diagram of the proposed method

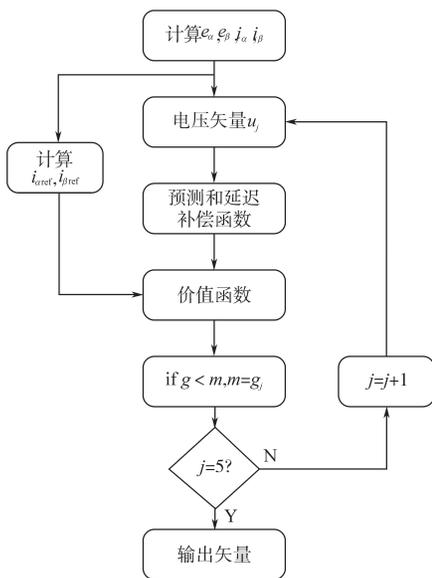


图6 提出方法的流程图

Fig.6 Flow chart of the proposed scheme

为了实现本文提出方法,需要采用以下步骤。首先,需要采样电压和并网电流,然后得到给定的电流,将计算得到电流和给定电流送入到价值函数中,得到和给定电流价值函数最小的共模电压低矢量,实现PWM输出。

3 仿真结果

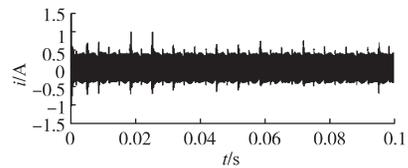
为了验证本文提出算法在低电压穿越情况下正确性,采用Matlab/Simulink搭建1台三相并网逆变器。

逆变器的参数为: $e_a=220\text{ V}$, $e_b=220\text{ V}$, $e_c=150\text{ V}$,电感8 mH,给定电流35 A/50 A,采样频率10 kHz,输入电压600 V,额定功率10 kW,电阻0.2 Ω ,电容3 000 μF ,寄生电容1 μF 。

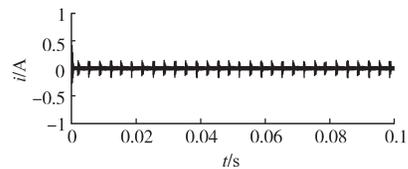
整个并网逆变器由直流电源、三相逆变电路、滤波电感和电网组成。

为了验证本文提出算法的正确性,在并网控制策略和漏电流抑制方面与传统有限集模型预测控制和PI控制比较。

图7为电网电压相等即电网平衡条件下漏电流仿真波形。并网电流为35 A,电网电压为220 V。从图中可以看出,传统有限集模型预测控制方法的漏电流较大,采用本文提出算法后,漏电流得到明显抑制。



(a)传统模型预测控制方法



(b)提出模型预测控制方法

图7 电网平衡条件下漏电流仿真结果

Fig.7 Leakage current simulation results under grid balance conditions

图8为电网电压相等即电网平衡条件下并网电流对比仿真波形。并网给定电流为35 A。图8a和8b采用传统有限集模型预测控制和提出方法有限集模型预测控制对比波形,从波形可以看出,并网波形质量都较好。图9为三相电网电压中两相跌落情况即电网不平衡并网波形,电网电压为 $u_a=220\text{ V}$, $u_b=220\text{ V}$, $u_c=150\text{ V}$ 。图9a为采用

传统模型预测控制方法并网电流,通过波形可以看出,电网跌落情况下,采用传统的模型预测控制并网电流的THD较大。图9b为采用提出模型预测方法的并网电流仿真波形,通过波形可以看出,提出方法的并网电流THD较小。

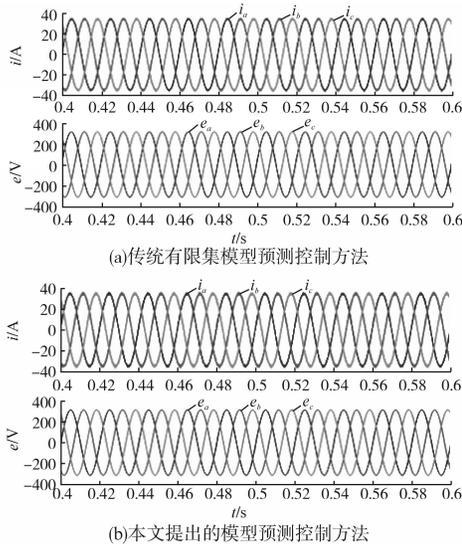


图8 电网平衡条件下并网电流和漏电流仿真结果
Fig. 8 Simulation results of grid currents and leakage currents in balanced grid condition

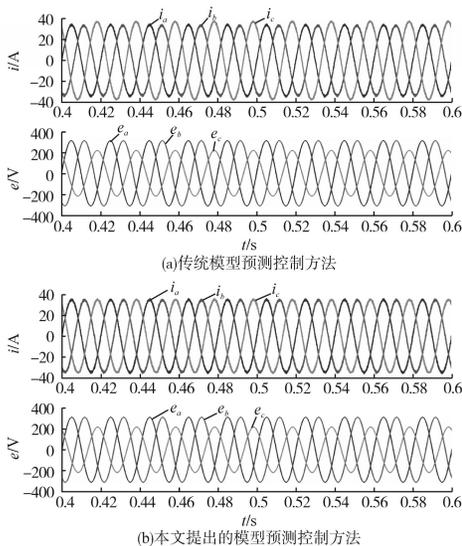


图9 电网不平衡条件下并网电流仿真结果
Fig.9 Simulation results of grid currents in unbalanced grid condition

为了验证本文提出模型预测快速跟踪电流能力,图10为电网电压相等情况的并网电流对比仿真波形。图10a、图10b分别为采用传统PI及提出方法的并网电流阶跃波形,电流从35 A跳变到50 A,从波形能够看出,提出方法能够快速

跟踪并网电流跳变。

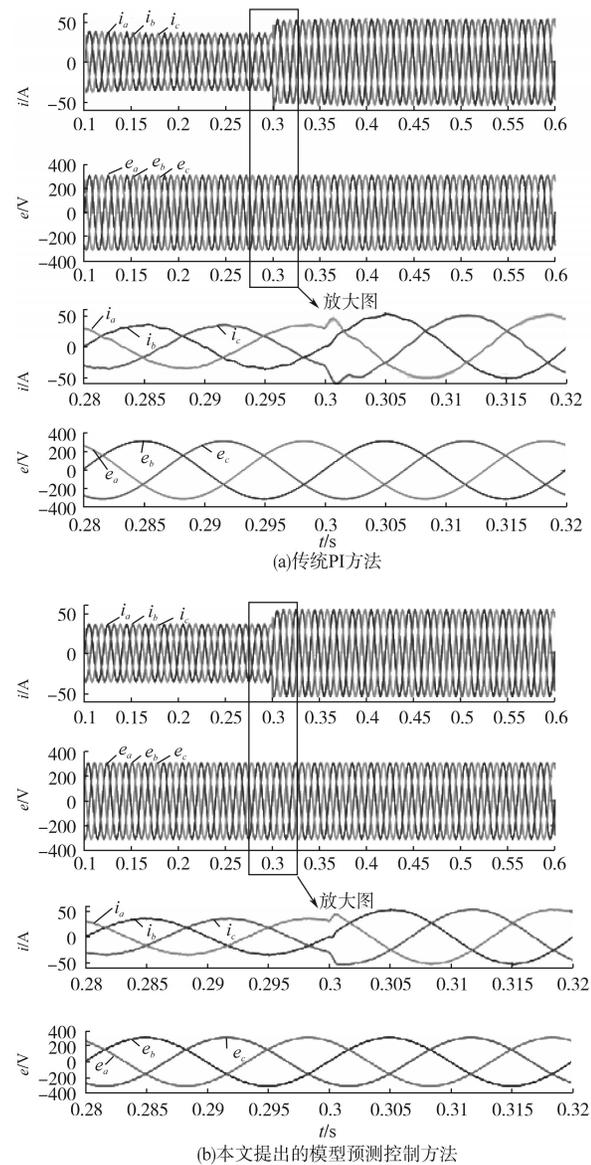


图10 并网逆变器仿真结果
Fig.10 Simulation results for grid inverter

4 结论

低电压穿越条件下要求光伏并网逆变器能够正常并网,传统并网控制方法难以满足快速性、低谐波和低漏电流的要求。为此,本文提出一种新型有限集模型预测控制方法,实现低电压穿越条件下电流快速跟踪控制、低谐波和低漏电流的目标。

首先低电压穿越条件下,建立了电网不平衡条件下准确模型,提出了新型有限集模型预测控制,实现了并网电流谐波抑制。然后,针对逆变器中存在的漏电流问题,提出一种低共模电压控

制方法,实现逆变器漏电流的抑制。

仿真结果验证了所提出的控制方法能够同时实现漏电流、谐波抑制以及低电压穿越情况电流快速跟踪。

参考文献

- [1] Zhang Y, Qu C. Direct Power Control of a Pulse Width Modulation Rectifier Using Space Vector Modulation Under Unbalanced Grid Voltages [J]. *IEEE Trans. Power Electron*, 2015, 30(10):5892-5901.
- [2] Zhang Y, Qu C. Table-based Direct Power Control for Three-phase AC/DC Converters Under Unbalanced Grid Voltages [J]. *IEEE Trans. Power Electron*, 2015, 30(12):7090-7099.
- [3] Popat M, Wu B, Zargari N R. Fault Ride-through Capability of Cascaded Current-source Converter-based Offshore wind Farm [J]. *IEEE Trans. Sustainable Energy*, 2013, 4(2):314-323.
- [4] Chen H C, Liao J Y. Bidirectional Current Sensorless Control for the Full-bridge AC/DC Converter with Considering both Inductor Resistance and Conduction Voltages [J]. *IEEE Trans. Power Electron*, 2014, 29(4):2071-2082.
- [5] Rodriguez P, Luna A, Munoz-Aguilar R, *et al.* A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-phase Grid-connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions [J]. *IEEE Trans. Power Electron*, 2012, 27(1):99-112.
- [6] Ng C H, Ran Li, Bumby J. Unbalanced-grid-fault Ride-through Control for a Wind Turbine Inverter [J]. *IEEE Trans.* 2008, 44, (3):845-856.
- [7] Rodriguez P, Timbus A V, Teodorescu R, *et al.* Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2007, 54(5):2583-2592.
- [8] 沈坤,章兢,王玲,等.三相电压型逆变器模型预测控制 [J]. *电工技术学报*, 2013, 28(12):283-289.
- [9] Barros J D, Silva J F A, Jesus É G A. Fast-predictive Optimal Control of NPC Multilevel Converters [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2013, 60(2):619-627.
- [10] 王峰,张旭隆,何凤有,等.基于复合模型预测控制策略的三电平APF研究 [J]. *电力系统保护与控制*, 2014, 42(11):79-85.
- [11] Hu J, He Y, Xu L, *et al.* Predictive Current Control of Grid-connected Voltage Source Converters During Network Unbalance. *IET Power Electron* [J]. 2010, 3(5):690-701.
- [12] 马宏伟,李永东,郑泽东,等.电流环模型预测控制在PWM整流器中的应用 [J]. *电工技术学报*, 2014, 29(8):136-141.
- [13] Cortes P, Rodriguez J, Silva C, *et al.* Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-phase Inverter [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2012, 59(2):1323-1325.
- [14] Guo X, Jia X. Hardware-based Cascaded Topology and Modulation Strategy with Leakage Current Reduction for Transformerless PV Systems [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2016, 62(12):7823-7832.
- [15] Zhang L, Sun K, Xing Y, *et al.* H6 Transformerless Full-bridge PV Grid-tied Inverters [J]. *IEEE Trans. Power Electron*, 2014, 29(3):1229-1238.
- [16] Xiao H F, Liu X P, Lan K. Zero-voltage-transition Full Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-connected Inverter [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2014, 61(10):5393-5401.

收稿日期:2018-05-08

修改稿日期:2018-06-22