

高比例新能源和电动汽车接入背靠背 并联系统优化控制

孙旭日¹, 周超群¹, 李延真¹, 刘术波¹, 杨伟进², 朱国梁², 魏珊², 王硕², 李燕², 刘建文²

(1. 国网山东省电力公司 青岛供电公司, 山东 青岛 266002;

2. 国网山东综合能源服务有限公司, 山东 济南 250021)

摘要: 柔性开关设备作为一种新型配网设备, 将极大提高配电网的灵活可控性, 从而降低高比例新能源和电动汽车接入带来的影响。考虑到设备容量及效率, 背靠背系统的并联技术成为一种理想方案, 但是系统之间的环流成为亟待解决的问题。为此, 提出一种低通信预测控制方法实现系统之间的环流抑制。首先, 考虑到新能源和电动汽车间歇性运行特点, 采用柔性并联运行技术。其次, 建立低通信多机柔性开关设备并联模型, 并设计环流最小为目标函数。最后, 求解环流最小的零序电压矢量, 通过实时调节矢量作用时间抑制环流。仿真和实验验证了低通信预测控制方法能够在不同工况下实现环流的高效抑制。

关键词: 柔性开关; 并联优化; 环流抑制; 预测控制

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21677

Back-to-back Parallel System Optimization Control with High Proportion of Renewable Energy and Electric Vehicles

SUN Xuri¹, ZHOU Chaoqun¹, LI Yanzhen¹, LIU Shubo¹, YANG Weijin²,

ZHU Guoliang², WEI Shan², WANG Shuo², LI Yan², LIU Jianwen²

(1. Qingdao Power Supply Company, State Grid Shandong Electric Power Company,

Qingdao 266002, Shandong, China; 2. State Grid Shandong Comprehensive

Energy Service Co., Ltd., Jinan 250021, Shandong, China)

Abstract: As a new type of network equipment, soft open point will greatly improve the flexibility and controllability of the switching network, thereby reduce the impact of the high proportion of new energy and electric vehicle connections. Considering the capacity and efficiency of the equipment, the back-to-back parallel technology of the equipment becomes an ideal solution. However, the circulating current among devices has become an urgent problem. Therefore, a low-communication predictive control method was proposed to achieve circulating current suppression among devices. Firstly, considering the characteristic of intermittent operation for new energy and electric vehicles, the flexible parallel operation technology was adopted. Secondly, the parallel model of low-communication for multi-machine flexible switching equipment was established. Meanwhile, the cost function with the minimum circulating current as the goal was designed. Finally, the zero-sequence voltage vector with the minimum circulating current was obtained, thus the circulating current was suppressed by adjusting the vector action time in real time. Simulation and experiments verify that the circulating current under different working conditions is suppressed effectively using the proposed method.

Key words: soft open point; parallel optimization; circulating current suppression; predictive control

大力发展可再生能源和电动汽车已成为我国应对环境污染和能源危机的必经之路, 在智能

电网发展中具有重大的意义。但是分布式能源和电动汽车大量接入电网后, 其间歇性和波动性

基金项目: 国网山东省电力公司科技项目(520602190002)

作者简介: 孙旭日(1967—), 男, 硕士, 高级工程师, Email: sxr202003@163.com

会引起电网电压波动、跌落、闪变等问题,传统配电系统控制手段单一,难以应对大量间歇性可再生能源和电动汽车的接入。为此,具有安全可靠、实时可控优点的柔性开关设备应运而生,其能够有效解决间歇性可再生能源和电动汽车接入带来系列新问题^[1-4]。

柔性开关设备的拓扑结构如图1所示,其通过IGBT模块组成背靠背的AC-DC-AC变流器。图1中,VSC₁和VSC₂均为电压源型变流器。柔性开关设备两侧拓扑结构完全对称,通过对其施加控制即可实现能量双向流动。

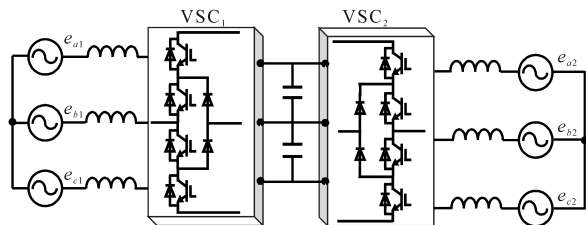


图1 柔性开关设备拓扑结构

Fig.1 Topology of soft open point equipment

和常规的馈线网络相比,柔性开关设备应用于变电站之间面临着不同的目标,因此需要在拓扑和控制策略方面做出相应改变。其中,多电平并联技术能够满足站间柔性互联的大容量和高压需求,成为智能配电网的理想方案。但是柔性开关并联设备之间由于死区时间、控制算法、电路参数等差别会产生环流^[5-8],环流会引起并网电流畸变,甚至造成器件损坏。因此,研究柔性开关设备并联的环流抑制技术意义重大^[9-10]。

国内外学者主要从硬件和软件两个方面深入研究环流的抑制。文献[11]提出一种载波交错方法抑制高频零序环流,但是在给定电流不等的情况下抑制效果不佳。文献[12]提出修正零序注入方法抑制零序环流。文献[13]提出一种重复控制器的零序环流抑制方法,可改善零序环流抑制效果。此外,文献[14]提出一种比例积分控制器,通过改变小矢量作用时间实现环流抑制和中点电位平衡控制。文献[15]提出一种反馈控制方法,通过调整小矢量作用时间有效抑制零序环流。文献[16]提出一种D-Σ数字控制方法抑制环流,新方法在给定电流相等和不相等情况下抑制效果均明显。文献[17]提出一种多采样环流抑制方法,新方法在不增加开关频率的情况下克服系统延迟的影响,零序环流抑制效果比单采样方法更佳。文献[18-20]提出一种基于改进型LCL滤

波器的三电平逆变器并联拓扑,通过改变小矢量作用时间实现高频和低频环流抑制。

上述文献只是针对逆变器单向运行,在背靠背系统中,上述方法并不适用。文献[21]针对背靠背并联系统,建立系统的环流模型,并提出一种比例积分控制器,通过改变零矢量作用时间实现零序环流抑制。文献[22]针对独立直流电源的背靠背并联系统,首先分析了零序环流的流通路径,然后建立背靠背并联系统零序环流模型,最后提出一种新颖的控制策略,实现了零序环流抑制。上述控制方法在电机背靠背并联系统上具有很好的效果,但在基于背靠背的AC-DC-AC变流器的柔性开关设备中并不适用。考虑到新能源和电动汽车间歇性的影响,如果采用单机系统,首先会影响开关设备的效率,其次是影响柔性开关系统的可靠性。因此,本文提出一种背靠背柔性并联系统运行技术,根据新能源发电量投入需要的背靠背柔性开关数量,并提出低通信预测控制方法实现设备之间的环流抑制。此外,新能源和电动汽车的间歇性和波动性会引起电网电压波动、跌落、闪变等问题。传统控制方法难以快速应对大量间歇性可再生能源和电动汽车的接入影响。为此,本文基于柔性开关设备,提出一种新型预测控制方法实现零序环流抑制和并网电流精准跟踪,并通过样机验证提出算法的正确性。

1 三电平柔性开关设备并联模型

图2所示为并联柔性开关系统为背靠背的AC-DC-AC变流器共交流侧和直流侧电网结构。以直流侧N点为参考点,根据基尔霍夫电压、电流定律,能够得到并联柔性开关设备的状态空间方程如下式:

$$L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{b1} \\ u_{c1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{an} \\ i_{bn} \\ i_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$-L_{g1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga1} \\ i_{gb1} \\ i_{gc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ga1} \\ u_{gb1} \\ u_{gc1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$-L_{gn} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gan} \\ i_{gbn} \\ i_{gcn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{gan} \\ u_{gbn} \\ u_{gcn} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} 为电网电压, $i=1, 2$; $i_{ga1}, i_{gb1}, i_{gc1}$ 和 $i_{gan}, i_{gbn}, i_{gcn}$ 分别为三电平变流器1'和n'的并网电流; u_{ON} 为电网O点和电源负极N点的电压; L_{g1} 和 L_{gn} 分别为三电平变流器1'和n'的输出滤波电感;

i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} 和 i_{an}, i_{bn}, i_{cn} 分别为三电平变流器1和n的并网电流; L_1 和 L_n 分别为三电平变流器1和n的输出滤波电感; u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} 和 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} 分别为三电平变流器1和n输出相电压。

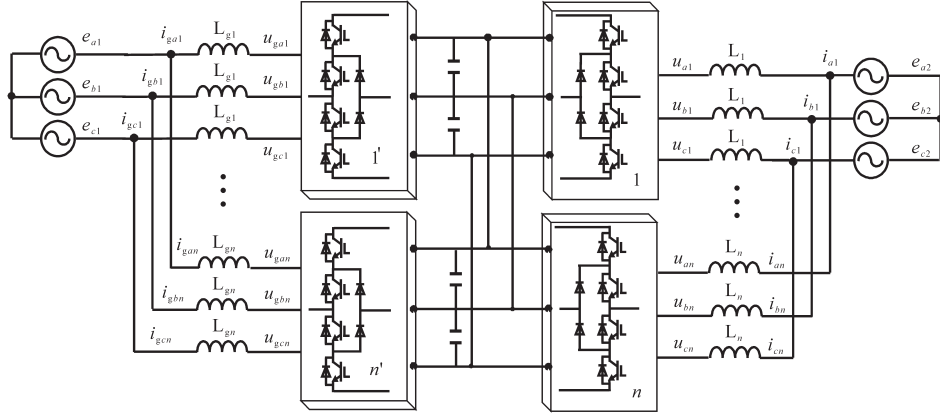


图2 并联柔性开关设备拓扑结构

Fig.2 Topology of parallel soft open point equipment

对于并联柔性开关设备,变流器1、变流器n和变流器1'、变流器n'环流控制方法相同,限于篇幅,本文仅分析变流器1、变流器n环流控制方法。

利用Clark变换,三电平变流器在静止坐标系下模型表示为

$$\begin{bmatrix} u_{aj} \\ u_{bj} \end{bmatrix} = L_j \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{aj} \\ i_{bj} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $j=1 \sim n$

假设中点电位控制平衡,因此三电平变流器的输出电压可以表示为

$$u_{xj} = S_{xj} V_{dc} / 2 \quad (6)$$

其中 $x=a, b, c$

式中: V_{dc} 为变流器直流侧电压; S_{xj} 为开关信号。

三电平变流器每一相的开关状态输出定义为 P, O, N 。 S_{xj} 表示为

$$S_{xj} = \begin{cases} P & S_{x1j} = 1, S_{x2j} = 1, S_{x3j} = 0, S_{x4j} = 0 \\ O & S_{x1j} = 0, S_{x2j} = 1, S_{x3j} = 1, S_{x4j} = 0 \\ N & S_{x1j} = 0, S_{x2j} = 0, S_{x3j} = 1, S_{x4j} = 1 \end{cases} \quad (7)$$

图3为三电平变流器电压空间矢量图。根据电压矢量的幅值,电压矢量可以分为大矢量、中矢量、小矢量和零矢量。

对式(5)进行离散化:

$$\begin{bmatrix} i_{aj}(k) \\ i_{bj}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_j} \begin{bmatrix} u_{aj}(k) - e_{a2}(k) \\ u_{bj}(k) - e_{b2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{aj}(k-1) \\ i_{bj}(k-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: T_s 为采样时间。

实际执行中,如果不考虑延迟的影响,并网

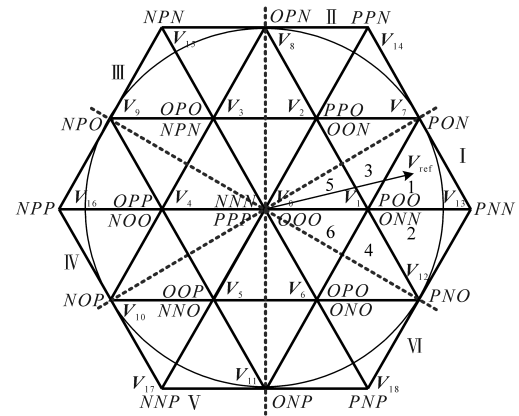


图3 三电平变流器空间矢量图

Fig.3 Space-vector diagram of a three-level converter

电流将发生畸变。为了解决延迟造成的影响,离散化电流需要考虑超前一步预测,因此,式(8)可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_{aj}(k+1) \\ i_{bj}(k+1) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L_j} \begin{bmatrix} e_{a2}(k+1) - u_{aj}(k+1) \\ e_{b2}(k+1) - u_{bj}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{aj}(k) \\ i_{bj}(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据拉格朗日定理得到 $e_{a2}(k+1)$ 和 $e_{b2}(k+1)$ 表达式为

$$\begin{cases} e_{a2}(k+1) = 3e_{a2}(k) - 3e_{a2}(k-1) + e_{a2}(k-2) \\ e_{b2}(k+1) = 3e_{b2}(k) - 3e_{b2}(k-1) + e_{b2}(k-2) \end{cases} \quad (10)$$

因此,根据式(9)可以得到电压矢量为

$$\begin{bmatrix} u_{aj}^*(k+1) \\ u_{bj}^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{a2}(k+1) \\ e_{b2}(k+1) \end{bmatrix} + \frac{L_j}{T_s} \begin{bmatrix} i_{aj}^*(k+1) \\ i_{bj}^*(k+1) \end{bmatrix} - \frac{L_j}{T_s} \begin{bmatrix} i_{aj}(k) \\ i_{bj}(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $u_{\alpha j}^*(k+1)$, $u_{\beta j}^*(k+1)$, $i_{\alpha j}^*(k+1)$, $i_{\beta j}^*(k+1)$ 分别为电压和电流的参考值。

三电平变流器零序环流能够定义为

$$i_{zi} = i_{ai} + i_{bi} + i_{ci} \quad (12)$$

由式(1)和式(2)可以得到并联系统的零序环流表达式为

$$L_j \frac{di_{zj}}{dt} = u_{zj} - 3u_{0N} \quad (13)$$

式中: u_{zj} 为零序环流的激励源。

激励源 u_{zj} 表示为

$$u_{zj} = \frac{V_{dc}}{2} d_{zj} \quad (14)$$

其中

$$d_{zj} = \sum_{x=a,b,c} d_{xj}$$

式中: d_{zj} 为零序占空比; d_{xj} 分别为 a, b, c 三相的零序占空比。

图4为简单化的并联系统。从图中可以看出,零序环流只在变流器之间流动。因此,变流器之间零序环流之和为零,即

$$\sum_{j=1}^n i_{zj} = 0 \quad (15)$$

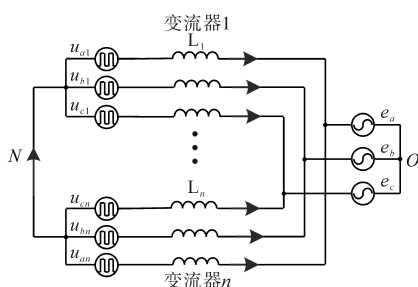


图4 简单化的并联系统电路

Fig.4 The simplified circuit of the n -paralleled system

假设 $n-1$ 台变流器得到控制,第 n 台变流器也会得到控制。因此 $n-1$ 台变流器能够表示为下式:

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{z2}}{dt} - L_1 \frac{di_{z1}}{dt} = u_{z2} - u_{z1} \\ \vdots \\ L_j \frac{di_{zj}}{dt} - L_1 \frac{di_{z1}}{dt} = u_{zj} - u_{z1} \\ \vdots \\ L_n \frac{di_{zn}}{dt} - L_1 \frac{di_{z1}}{dt} = u_{zn} - u_{z1} \end{cases} \quad (16)$$

因此, $n-1$ 台变流器的零序环流表示为

$$A_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{z2} \\ i_{z3} \\ \vdots \\ i_{zn} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} V_{dc} C_1 \begin{bmatrix} d_{z1} \\ d_{z2} \\ \vdots \\ d_{zn} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} L_2 + L_1 & L_1 & \cdots & L_1 & L_1 \\ L_1 & L_3 + L_1 & \cdots & L_1 & L_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_1 & L_1 & \cdots & L_{n-1} + L_1 & L_1 \\ L_1 & L_1 & \cdots & L_1 & L_n + L_1 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

2 三电平柔性开关设备并联环流抑制

在三电平柔性开关设备中,为了提高直流电压利用率并降低并网谐波,一般采用空间矢量调制方法。在不同的控制目标下,矢量的作用时间不能影响输出并网电流波形。因此,本文可以通过改变零序电压作用时间(即等效小矢量作用时间)抑制零序环流,其中控制变量 u_{zj} 表示为

$$A_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{z2} \\ i_{z3} \\ \vdots \\ i_{zn} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} V_{dc} C_1 \begin{bmatrix} d_{z1} \\ d_{z2} \\ \vdots \\ d_{zn} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} V_{dc} \begin{bmatrix} u_{z2} \\ \vdots \\ u_{zn} \end{bmatrix} \quad (18)$$

对式(18)离散化可以得到零序环流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{z2}(k+1) \\ \vdots \\ i_{zn}(k+1) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} i_{z2}(k) \\ \vdots \\ i_{zn}(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} T_s V_{dc} A_1^{-1} C_1 \begin{bmatrix} d_{z1} \\ d_{z2} \\ \vdots \\ d_{zn} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} T_s V_{dc} A_1^{-1} \begin{bmatrix} u_{z2} \\ \vdots \\ u_{zn} \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中

$$E = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & 1 \\ & & & & 1 \end{bmatrix}$$

为了获得最优的变量,性能因数定义为

$$J = \begin{bmatrix} i_{z2}^* - i_{z2}(k+1) \\ \vdots \\ i_{zn}^* - i_{zn}(k+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{z2}^* - i_{z2}(k+1) \\ \vdots \\ i_{zn}^* - i_{zn}(k+1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: $i_{z2}^* \sim i_{zn}^*$ 为零序环流的参考值。

对式(20)做一阶求导,如下式:

$$\frac{\partial J}{\partial Y_{zj}} = T_s V_{dc} A_1^{-T} \begin{bmatrix} i_{z2}^* - i_{z2}(k+1) \\ \vdots \\ i_{zn}^* - i_{zn}(k+1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: Y_{ij} 为第2~ n 台变流器的零序环流值。

假设式(21)等于0, 能够获得变量 u_{ij} 为

$$\begin{bmatrix} u_{z2} \\ \vdots \\ u_{zn} \end{bmatrix} = \frac{2A_1}{T_s V_{dc}} \begin{bmatrix} i_{z2}^* \\ \vdots \\ i_{zn}^* \end{bmatrix} - \frac{2}{T_s V_{dc}} A_1 \begin{bmatrix} i_{z2}(k) \\ \vdots \\ i_{zn}(k) \end{bmatrix} - C_1 \begin{bmatrix} d_{z1} \\ d_{z2} \\ \vdots \\ d_{zn} \end{bmatrix} \quad (22)$$

因此, 最优的控制变量 u_{ij} 为

$$\begin{bmatrix} u_{z2} \\ \vdots \\ u_{zn} \end{bmatrix} = -\frac{2}{T_s V_{dc}} A_1 \begin{bmatrix} i_{z2}(k) \\ \vdots \\ i_{zn}(k) \end{bmatrix} - C_1 \begin{bmatrix} d_{z1} \\ d_{z2} \\ \vdots \\ d_{zn} \end{bmatrix} \quad (23)$$

式(23)代入到式(15)中可以得到 u_{ij} 为

$$u_{ij} = -\frac{2}{T_s V_{dc}} (L_j i_{zj} + L_1 i_{z1}) - (d_{z1} - d_{zj}) \quad (24)$$

从上面的分析可知, 变流器的零序注入电压只和第1台变流器相关, 因此该方法能够减少通

信信息。

因此, 最优的输出电压表示为

$$\begin{cases} u_{\alpha j}^*(k+1) = e_{\alpha 2}(k+1) + \frac{L_j}{T_s} i_{\alpha j}^*(k+1) - \frac{L_j}{T_s} i_{\alpha j}(k) \\ u_{\beta j}^*(k+1) = e_{\beta 2}(k+1) + \frac{L_j}{T_s} i_{\beta j}^*(k+1) - \frac{L_j}{T_s} i_{\beta j}(k) \\ u_{zj} = -\frac{2}{T_s V_{dc}} (L_j i_{zj} + L_1 i_{z1}) - (d_{z1} - d_{zj}) \end{cases} \quad (25)$$

图5为所提方法的控制流程框图。从图5中可以看出, α 轴电流和 β 轴电压矢量由给定电流计算, z 轴电流由零序占空比计算, 最优的补偿值通过式(22)计算可得。最后将最优的输出电压矢量送入到载波调制中, 实现并网电流跟踪和零序环流抑制。

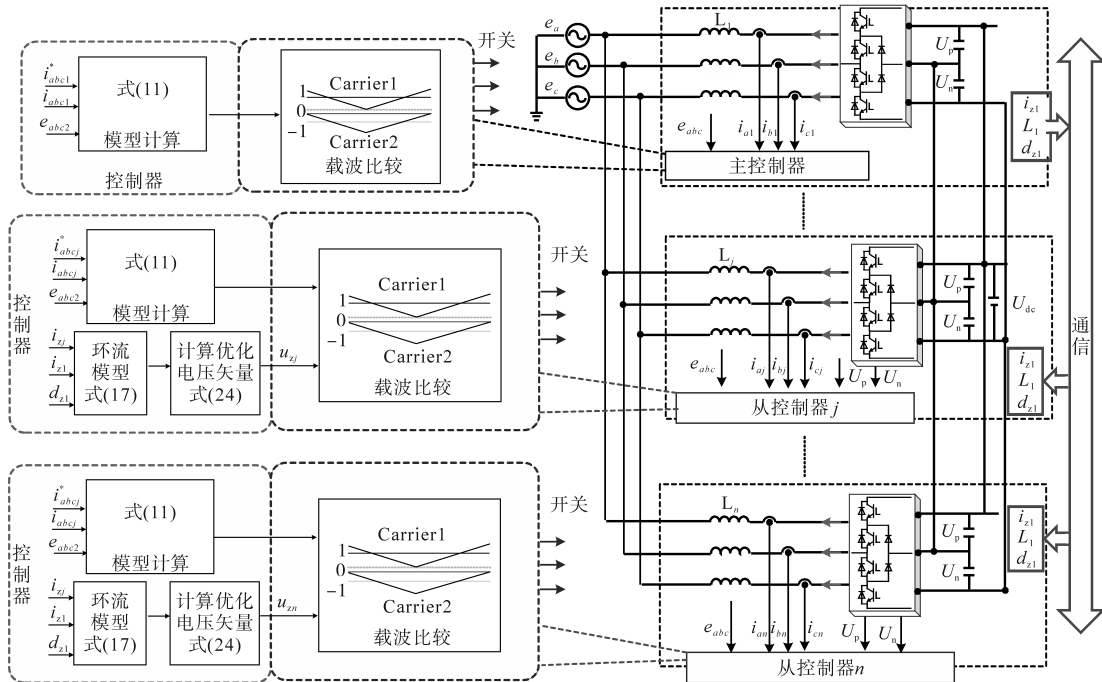


图5 提出方法的控制框图

Fig.5 Control scheme of the proposed method

3 仿真和实验结果

为了证明理论分析的正确性, 本文采用传统预测控制和所提方法比较验证。仿真和实验参数为: 电网电压有效值 $e_a = e_b = e_c = 220$ V, 直流侧电压 650 V, 直流侧电容 3 300 μ F, 逆变侧电流峰值 10/15/20 A, 滤波电感 2/3 mH, 开关频率 5 kHz。

3.1 仿真结果

图6为两台变流器参考电流不相等工况下的仿真波形。第1台电流为10 A, 第2台电流为20 A。

如图6所示, 当采用传统预测控制方法后, 零序环流为4 A。当采用所提预测控制方法后, 零序环流降为0.5 A, 并网电流THD仅为1.5%。

为了进一步证明方法的有效性, 在电流和电感都不相等的工况下进行仿真, 图7为仿真结果。第1台电流为10 A, 第2台电流为20 A; $L_1 = 2$ mH, $L_2 = 3$ mH。从图7中可以明显看出, 当采用传统预测控制方法后, 零序环流的幅值为6 A, 并网电流发生严重畸变。当所提预测控制方法应用到系统后, 零序环流幅值为1 A, 并网电流THD仅为1.5%。

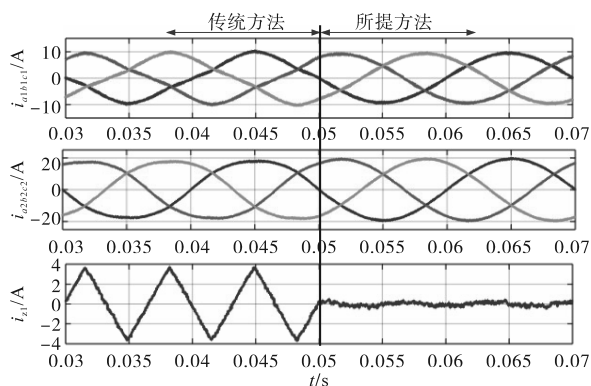


图6 电流不相等时采用传统方法和所提方法电流和零序环流仿真结果

Fig.6 Current and ZSCC simulation results with unequal reference currents using conventional method and proposed method

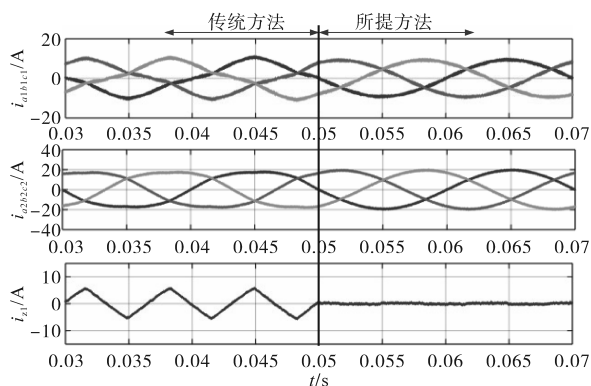


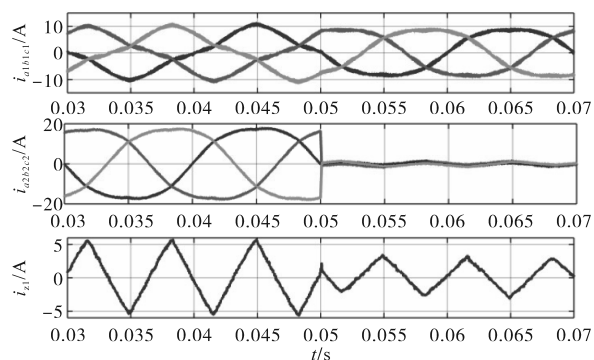
图7 电流电感不相等时采用传统方法和所提方法后电流、零序环流仿真结果

Fig.7 Current and ZSCC simulation results with unequal reference currents and unequal inductor using conventional method and proposed method

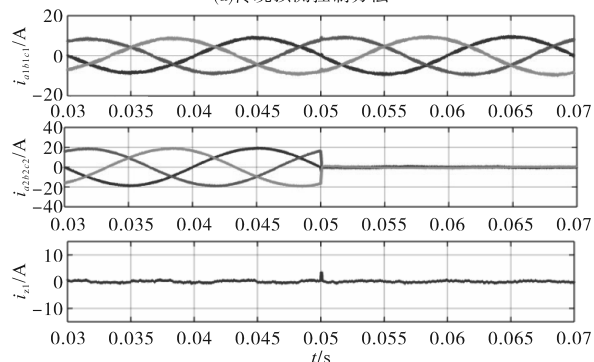
图8为变流器2的电流从20 A降为0 A过程中电流和零序电流波形。从图8a可以看出,采用传统预测控制方法,零序环流在3 A到5 A之间波动;从图8b可以看出,当采用所提预测方法后,零序环流降到0.5 A以内。因此,仿真表明所提方法在电流跳变时能够很好地抑制零序环流。

3.2 实验结果

为了进一步证明所提方法的有效性,将所提方法与传统预测控制方法进行对比,实验参数与仿真参数一致,实验结果包括稳态结果。图9和图10为电流不相等的实验结果,第1台电流为10 A,第2台电流为15 A。如图所示,当采用传统预测控制方法时,零序环流的幅值为5 A。当采用所提方法后,零序环流降为0.5 A,输出电流的并网THD降为1.9%。



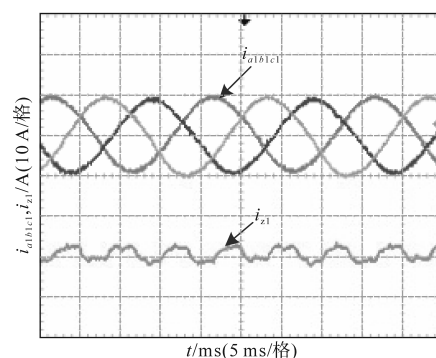
(a)传统预测控制方法



(b)所提预测控制方法

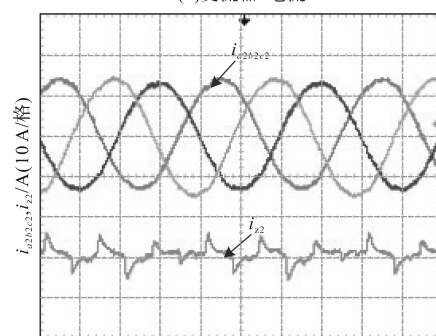
图8 相电流和零序电流动态响应波形

Fig.8 Transient response waveforms of the phase currents and the zero-sequence current



t/ms(5 ms/格)

(a)变流器1电流



t/ms(5 ms/格)

(b)变流器2电流

图9 电流不相等情况下采用传统预测控制方法的实验结果

Fig.9 Experimental waveforms under unequal current using conventional model predictive control method

图11和图12为电感和电流均不相等情况的实验波形。第1台电流为10 A,第2台电流为15

$A; L_1 = 2 \text{ mH}, L_2 = 3 \text{ mH}$ 。如图 11 所示,采用传统方法时,由于存在零序环流,并网电流发生严

重畸变。为了解决这个问题,采用所提预测控制方法后,并网电流畸变消失,零序环流降为 1 A 。

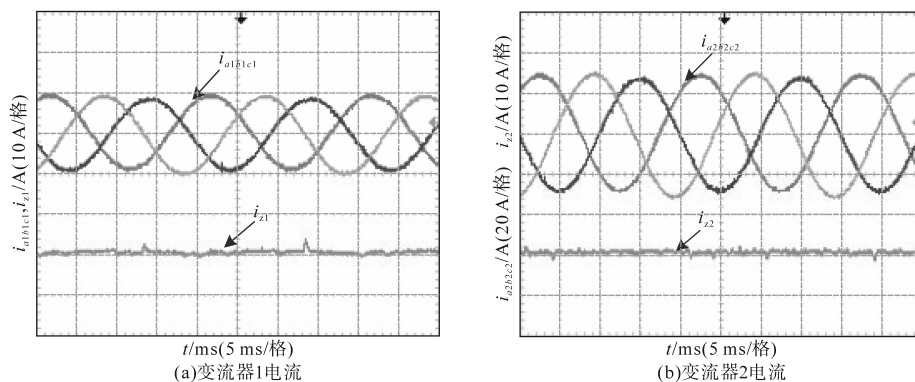


图 10 电流不相等情况下采用所提预测控制方法的实验结果

Fig.10 Experimental waveforms under unequal current using proposed model predictive control method

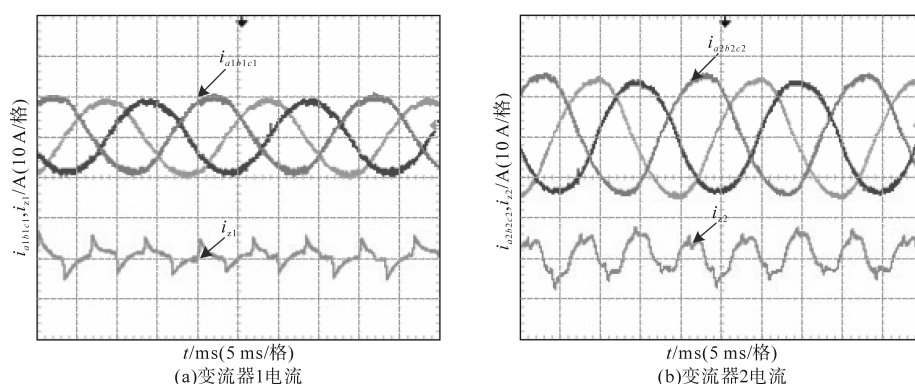


图 11 电流和电感不相等情况下采用传统预测控制方法的实验结果

Fig.11 Experimental waveforms under unequal current and inductor using conventional predictive control method

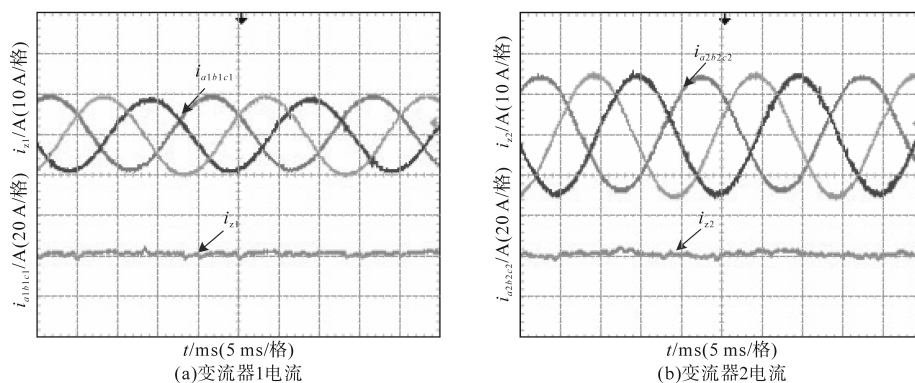


图 12 电流和电感不相等情况下采用提出预测控制方法的实验结果

Fig.12 Experimental waveforms under unequal current and inductor using proposed model predictive control method

4 结论

柔性开关设备作为配网设备,可极大提高新能源和电动汽车的消纳率。考虑到新能源和电动汽车接入的间歇性,设备的并联技术成为一种理想方案,但是设备之间存在零序环流。为此,本文提出一种低通信模型预测控制方法,并建立低通

信多机柔性开关设备并联模型,设计了环流最小的目标函数,求解环流最小的电压矢量。然后通过改变矢量作用时间抑制零序环流。针对并网电流跟踪问题,通过建立电压矢量模型,并将其代入到载波调制中,实现电流精准快速跟踪控制。最后通过仿真和实验验证了低通信预测控制方法能够实现环流的高效抑制和并网电流的精准跟踪。

参考文献

- [1] Bloemink J M, Green T C. Increasing distributed generation penetration using soft normally-open points[C]//2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting, Minneapolis, MN, USA: IEEE, 2010: 1-8.
- [2] Cao Wanyu, Wu Jianzhong, Nick J, *et al.* Operating principle of soft open points for electrical distribution network operation[J]. *Applied Energy*, 2016, 164: 245-257.
- [3] Cao Wanyu, Wu Jianzhong, Nick J, *et al.* Benefits analysis of soft open points for electrical distribution network operation[J]. *Applied Energy*, 2016, 165: 36-47.
- [4] 王成山, 孙充勃, 李鹏, 等. 基于SNOP的配电网运行优化及分析[J]. *电力系统自动化*, 2015, 39(9): 82-87.
- [5] Inzunza R, Sumiya T, Fujii Y, *et al.* Parallel connection of grid-connected LCL inverters for MW-scaled photovoltaic systems[C]//The 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 1988-1993.
- [6] Sato Y, Kataoka T. Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers[J]. *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, 1995, 142(4): 246-254.
- [7] Ji Jun-Keun, Sul Seung-Ki. Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without interphase reactors[C]//25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, San Jose, CA, USA: IEEE, 1999: 235-240.
- [8] Zhang Y, Kang Y, Chen J. The zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters with three-pole transformers and reactors[C]//Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2006: 1709-1715.
- [9] Mazumder S K. A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(4): 1070-1083.
- [10] Mazumder S K, Acharya K, Tahir M. Joint optimization of control performance and network resource utilization in homogeneous power networks[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(5): 1736-1745.
- [11] Hou Chungchuan. A multicarrier PWM for parallel three-phase active front-end converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(6): 2753-2759.
- [12] Ye Z, Boroyevich D, Choi J-Y. *et al.* Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(5): 609-615.
- [13] Qin C, Chen A, Xing X, *et al.* A repetitive control scheme for circulating current suppression in parallel three-level T-type inverters under unbalanced conditions[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2017: 2846-2851.
- [14] Liang Z, Lin X, Qiao X, *et al.* A coordinated strategy providing zero-sequence circulating current suppression and neutral-point potential balancing in two parallel three-level converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electron.*, 2018, 6(1): 363-376.
- [15] Sun X, Liu S, Ren B, *et al.* Research on zero-sequence circulating current suppression strategy based on T-type three-level photovoltaic grid-connected inverters[C]//2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), IEEE, 2016: 2322-2326.
- [16] Ren B, Sun X, Yu M, *et al.* Circulating current analysis and the improved D- Σ digital control strategy for multiparalleled three-level T-type grid-connected inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(4): 2810-2821.
- [17] Xing X, Zhang Z, Zhang C, *et al.* Space vector modulation for circulating current suppression using deadbeat control strategy in parallel three-level neutral-clamped inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(2): 977-987.
- [18] 张兴, 邵章平, 王付胜, 等. 三相电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(9): 17-24.
- [19] 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.
- [20] 姚修远, 金新民, 杨捷, 等. 三电平逆变器并联系统的零序环流抑制技术[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(s1): 192-202.
- [21] Li Rui, Xu Dianguo. Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(4): 1619-1629.
- [22] Wang Fei, Wang Yong, Gao Qiang, *et al.* A control strategy for suppressing circulating currents in parallel-connected PMSM drives with individual DC links[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1680-1691.

收稿日期:2020-03-26

修改稿日期:2020-05-08