

三相四桥臂并联逆变器的零序电流建模与控制

王先为, 卓放

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对三相四桥臂逆变器直接并联时的零序电流控制问题,通过建立直接并联三相四桥臂逆变器的桥臂平均模型,推导出零序电流的动态平均模型,揭示了系统中零序环流的形成机理. 基于常用的载波正弦脉宽调制(SPWM)方法,提出了基于第四桥臂电流闭环的直接并联三相四桥臂逆变器零序电流控制方法,从而抑制了两组直接并联逆变器第四桥臂中线间的零序环流. 仿真和实验结果表明,所提出的控制方法能有效解决直接并联三相四桥臂电压源逆变器间的零序环流控制问题,可为微电网中大功率新能源发电并网逆变器的并机扩容提供技术保障.

关键词: 微电网;逆变器并联;零序电流

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)10-0008-07

Modeling and Control of Zero Sequence Current in Paralleled Three-Phase Four-Leg Inverter

WANG Xianwei, ZHUO Fang

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Focusing on zero sequence current control in the directly paralleled three-phase four-leg inverter, the model of two directly paralleled inverter is established based on the phase-leg average theory, then the dynamic averaged model of zero sequence is deduced to reveal the generation mechanism of zero sequence circulation. The sinusoidal pulse width modulation (SPWM) in inverter is employed, a new zero sequence current control for directly paralleled three-phase four-leg inverter is then proposed based on the fourth-leg current closed loop, which is able to solve the zero sequence current control and suppress the zero sequence circulating current flowing through the four-legs between two directly paralleled inverters. The simulation and experiment indicate that the proposed control strategy effectively solves the zero sequence circulation in directly paralleled inverter, and provides technical support for high power new energy network expansion by the inverter in microgrid.

Keywords: microgrid; paralleled inverter; zero sequence current

随着人类社会对能源需求的增加及环境保护意识的加强,开发光伏(PV)和风力发电等可再生能源分布式发电系统已成为共识,由此发展起来的微电网得到了越来越广泛的研究及应用,系统的装机容量也日益提高^[1]. 另一方面,由于包含电力电子器件等非线性元器件装置的大规模使用,导致了配

电端电能质量的恶化,为了满足用户不断增强的用电质量需求,需要对微电网的用户配电侧进行相应的电能质量治理.

基于上述两方面的因素,具有新能源并网发电和电能质量治理的统一控制三相四桥臂结构逆变器越来越受到人们的重视^[2]. 首先,以微电网中 PV 并

网发电系统为例,网侧逆变器为系统的关键装备,多采用三相电压源逆变器(VSI)结构,常见的用于治理非线性负载引起的电流质量问题的并联有源电力滤波器(SAPF)大多也采用三相 VSI 结构.其次,根据三相 VSI 控制模型可知,PV 系统和 SAPF 均采用基于并网电流内环加直流侧电压外环的控制方法,并且基波和各次谐波可以解耦控制,即在满足新能源并网发电及稳定直流侧电压的同时,其谐波治理功能依然不受影响.因此,基于相同的变流器结构、相似的控制方法、各次电流相互之间的解耦控制,理论上可以将两者进行统一控制.特别是第四桥臂的引入,可以消除三相系统中不平衡负载引起的零序电流^[3-4].

为了能够满足微电网扩容后对高功率等级、高效率和高可靠性的要求,采用 VSI 并联结构是一种有效的解决方法^[5].其中较为简便的 VSI 直接并联结构,即公用直流侧和交流侧,将会在逆变器之间产生环流,从而导致电流畸变、负载不均流,以及不可预知的功耗等问题^[6-7].环流问题已有较多的传统解决方法,如采用分离的直流侧或者通过工频变压器将交流侧隔离^[8-10],这需要增加直流源或工频变压器的数量,导致成本、功耗的增加,并使得装置更加笨重.其他一些学者也对此进行了研究,给出了环流的数学模型,在不增加设备的情况下提出了一些有效的控制策略^[11-13].但是,上述文献仅讨论了三相三桥臂 VSI 的直接并联,当考虑三相四桥臂结构 VSI 直接并联时,其他一些问题也将凸现出来,其环流形成的机理也有所差异,这正是本文关注并致力于解决的零序环流抑制问题.

本文基于零序电流动态平均模型,提出了一种基于第四桥臂电流闭环的零序环流控制方法,并通过实验进行了验证.

1 零序电流动态平均模型

统一控制 VSI 采用直接并联三相四桥臂逆变器结构(见图 1),采用桥臂平均理论,得到直接并联三相四桥臂 VSI 的零序电流平均模型.

根据图 1,当逆变器采用 SPWM 调制方法时,1 号 VSI 的第四桥臂平均占空比 d_{n1} 通常设置为 0.在三相平衡情况下,其余三相的平均占空比 d_{a1} 、 d_{b1} 和 d_{c1} 在一个工频周期内表现为正弦,因此 $d_{a1} + d_{b1} + d_{c1} = 0$.当需要补偿零序电流时,将 d_{a1} 、 d_{b1} 和 d_{c1} 分

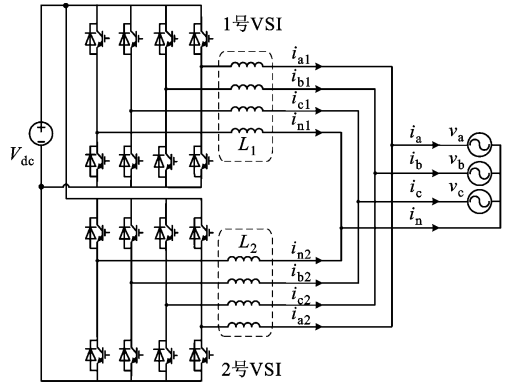


图 1 直接并联三相四桥臂逆变器系统结构

解为平衡控制部分 d'_{a1} 、 d'_{b1} 、 d'_{c1} 和零序控制部分 d'_{n1}

$$d_{a1} + d_{b1} + d_{c1} = (d'_{a1} + d'_{n1}) + (d'_{b1} + d'_{n1}) + (d'_{c1} + d'_{n1}) \quad (1)$$

$$d'_{a1} + d'_{b1} + d'_{c1} = 0 \quad (2)$$

当单组三相四桥臂 VSI 独立运行时,因为没有其他零序电流通道, $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} + i_{n1}$ 必须等于 0. 采用传统静止坐标系下的控制方法,仅需要采集 a、b、c 三相电流就可以使逆变器处于完全受控状态.然而,根据上述桥臂平均模型,当两组三相四桥臂 VSI 直接并联时,将会形成其他零序电流通道.交流侧如图 2 所示,零序电流将在两组逆变器的中线之间流动,称为零序环流,定义为

$$i_o = i_{o1} = i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} + i_{n1} = -i_{o2} = -(i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} + i_{n2}) \quad (3)$$

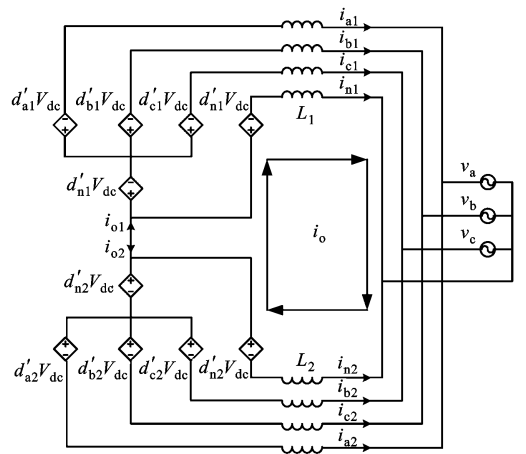


图 2 直接并联三相四桥臂逆变器的桥臂交流侧平均模型

根据图 2,基于基尔霍夫电压定律,系统交流侧两个中线对应的第四桥臂与其他六个桥臂的关系可以通过式(4)~式(7)来描述

$$\left. \begin{aligned} d'_{a1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{a1}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_a \\ d'_{b1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{b1}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_b \\ d'_{c1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{c1}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_c \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} d'_{a2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{a2}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_a \\ d'_{b2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{b2}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_b \\ d'_{c2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{c2}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_c \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} d'_{a1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{a1}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_a \\ d'_{b1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{b1}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_b \\ d'_{c1} V_{dc} + d'_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{c1}}{dt} &= d_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{n2}}{dt} + v_c \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} d'_{a2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{a2}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_a \\ d'_{b2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{b2}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_b \\ d'_{c2} V_{dc} + d'_{n2} V_{dc} + L_2 \frac{di_{c2}}{dt} &= d_{n1} V_{dc} + L_1 \frac{di_{n1}}{dt} + v_c \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

将式(4)~式(7)中的方程分别相加,并假设三相电压平衡 $v_a + v_b + v_c = 0$, 得到

$$3(d'_{n1} - d_{n1})V_{dc} + L_1 \frac{d(i_{o1} - 4i_{n1})}{dt} = 0 \quad (8)$$

$$3(d'_{n2} - d_{n2})V_{dc} + L_2 \frac{d(i_{o2} - 4i_{n2})}{dt} = 0 \quad (9)$$

$$3(d'_{n1} - d_{n2})V_{dc} + L_1 \frac{d(i_{o1} - i_{n1})}{dt} - 3L_2 \frac{di_{n2}}{dt} = 0 \quad (10)$$

$$3(d'_{n2} - d_{n1})V_{dc} + L_2 \frac{d(i_{o2} - i_{n2})}{dt} - 3L_1 \frac{di_{n1}}{dt} = 0 \quad (11)$$

通过式(8)与式(10)、式(9)与式(11)的和相等, 得到

$$(L_1 + L_2) \frac{d(i_{n1} + i_{n2})}{dt} = 6(d'_{n1} - d'_{n2})V_{dc} \quad (12)$$

采用电路来直观地表述式(12), 得出零序电流的动态平均模型, 如图 3 所示. 对图 2 的交流侧进行简化, 只考虑零序分量部分, 可以得到图 4. 图 3 和图 4

互为补充, 给出了直接并联三相四桥臂逆变器的零序电流动态平均描述模型.

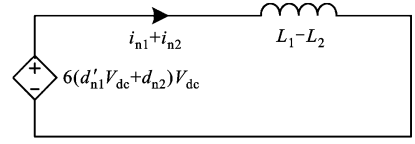


图 3 零序电流动态平均模型

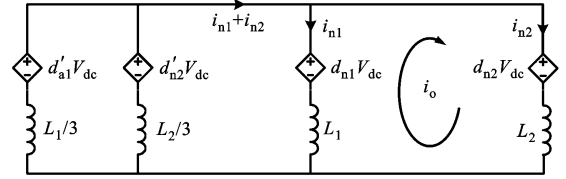


图 4 交流侧零序分量简化动态平均模型

2 零序电流控制方法及仿真验证

仿真系统采用如图 1 所示的统一控制并网三相四桥臂 VSI 主电路结构, 应用 PSIM 6.0 仿真软件搭建仿真电路模型, 具体电路参数见表 1.

表 1 仿真系统参数

PV 系统容量/kV · A	100
逆变器直流侧电压/V	750
电网电压/V	380
电网频率/Hz	50
逆变器开关频率/kHz	10
逆变器直流侧电容/mF	10
逆变器接线电抗/mH	0.4

2.1 直接并联 VSI 零序电流控制问题

根据图 3、图 4, 如果两组逆变器的控制均采用单组三相四桥臂 VSI 的控制方法, 即三相 abc 桥臂采用传统静止坐标系下的控制方法, 将两组 VSI 第四桥臂(中线桥臂)的平均占空比 d_{n1} 和 d_{n2} 均设为 0, 总体零序输出电流 $(i_{n1} + i_{n2})$ 可以通过 $(d'_{n1} - d'_{n2})$ 来控制, 每一个中线上的零序电流只取决于其中线上的接线电抗 L_1 和 L_2 . 这就意味着将出现如下两种情况: ①当 $L_1 \neq L_2$ 时, 即使零序电流参考值 $i_{n1}^* = i_{n2}^*$, 两组 VSI 中线上的零序电流也不会相等, 如图 5a 所示; ②当 $L_1 = L_2$ 时, 即使零序电流参考值 $i_{n1}^* \neq i_{n2}^*$, 两组 VSI 中线上的零序电流仍然相等, 如图 5b 所示. 任何一种情况都将导致其中一组 VSI 的中线有过流风险, 所以两组 VSI 中线电流将会根据各自中线电抗分流, 不直接完全受控.

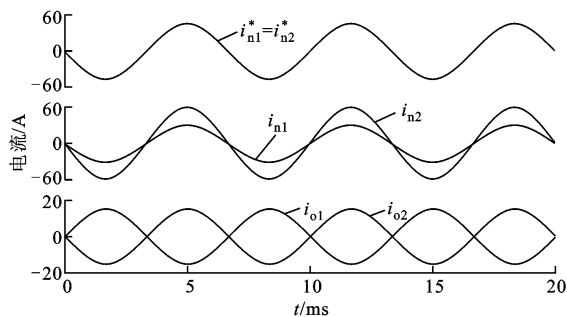
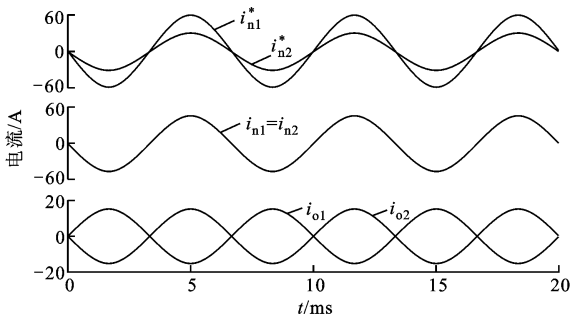
(a) $L_1 = 2L_2$, 3 次零序参考电流相等, $i_{n1}^* = i_{n2}^*$ (b) $L_1 = L_2$, 3 次零序参考电流不等, $i_{n1}^* = 2i_{n2}^*$

图 5 未采用本文方法时两组逆变器的零序环流仿真波形(注入 3 次零序电流)

2.2 直接并联 VSI 零序电流控制方法

上述讨论结果表明,虽然总的并网零序电流等于两组 VSI 中线零序电流之和,但每一组中线上的零序电流不直接受控,而是根据其接线电抗的大小自动分流,当不平衡程度较大时,将可能引起某一组 VSI 的中线过流.在上述控制方法中,将控制 VSI 中线桥臂占空比的参考 d_{n1} 和 d_{n2} 均设置为 0,如果可以动态调节其中一个占空比(比如 d_{n1}),将会使对应桥臂上的中线电流完全受控,那么图 4 中的分量 $d_{n1}V_{dc}$ 不再是 0,能够动态调节加在电感 L_1 上的压降,从而起到重新分配零序电流的作用,两组 VSI 中线桥臂间的环流 i_o 将会得到抑制.

据此,本文提出一种针对直接并联三相四桥臂 VSI 的零序电流控制方法,将其中一组 VSI 的第四桥臂中线上的电流单独形成闭环,从而可以对两组 VSI 中线间的环流有很强的抑制作用.关于所提出的第四桥臂电流闭环设计可以做如下考虑:首先,SPWM 调制方式本身存在开关延时,包含一个以开关时间为常数的一阶延时环节 $1/(sT_s + 1)$;其次,基于第四桥臂电流闭环的控制对象为两组 VSI 间的零序环流,电流回路包含两组逆变器中线中的电抗,线路阻抗为两个电抗之和($L_1 + L_2$),则其控制对象为 $1/s(L_1 + L_2)$.因此,可以等效认为其控制对象为一个电抗和相应的

SPWM 延时环节,表达式为

$$G_{i/d_N}(s) = \frac{i_i}{d_N} = \frac{1}{s(sT_s + 1)(L_1 + L_2)} \quad (13)$$

流经第四桥臂的中线电流为零序电流,电流闭环控制器采用比例积分(PD)调节器,其设计目标应使得闭环传递函数有足够的带宽和低频零序(如 3 次、6 次等)频率下足够的增益,以保证较高的动态响应速度和较低的稳态误差,同时满足系统的稳定条件,相位裕度为 53.2° ,结果如图 6 所示.

采用本文提出的控制方法后,两种情况下的零序电流控制效果如图 7 所示.从图 7 的仿真结果可以看出,两组逆变器中线上的零序电流与各自的零序电流参考值基本一致,基本不受接线电抗的影响.两组中线之间的零序环流得到了很好的抑制,即当两组逆变器电抗参数不一致或者需要两组逆变器分别承担不同容量的功率时,都能够得到满意的控制效果.仿真真证明了所提出的控制方法有效.

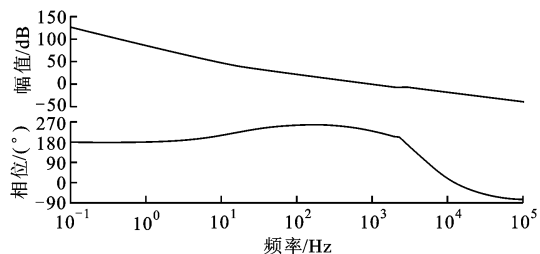


图 6 第四桥臂电流闭环增益波特图

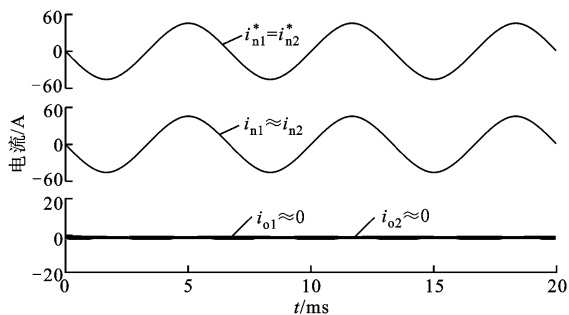
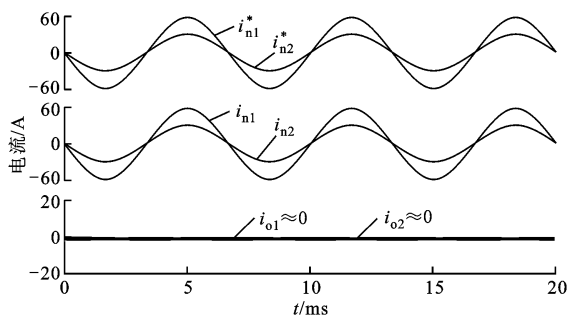
(a) $L_1 = 2L_2$, 3 次零序参考电流相等, $i_{n1}^* = i_{n2}^*$ (b) $L_1 = L_2$, 3 次零序参考电流不等, $i_{n1}^* = 2i_{n2}^*$

图 7 采用本文方法时两组逆变器的零序环流仿真波形(注入 3 次零序电流)

3 实验验证

3.1 统一控制 PV 并网实验系统

微电网系统中的统一控制 PV 并网装置如图 8 所示. PV 阵列输出通过非隔离型 Boost 升压变换后,经两组直接并联三相四桥臂 VSI,采用 LCL 滤波器滤波,再经工频变压器并入微电网,其中工频变压器漏感用作滤波器中的网侧电抗. 主电路拓扑的选择主要有以下 3 点考虑.

首先,选择两级电路可以将最大功率点跟踪 (MPPT) 控制和并网控制分开实现,控制任务简单、明确. 考虑到所用 PV 阵列的最低输入电压及 MPPT 最低电压是 300 V,如果直接并网,与电网相接的工频变压器变比需要较大,开关器件的裕量相应增大;而且,较低的直流侧电压对于同时实现谐波抑制、无功功率补偿等不利,所以前级选用 Boost 变换器升压.

其次,向微电网注入有功能量和谐波补偿功能在接线电抗设计上有矛盾. 这是因为要减小向电网注入有功能量时,电流中的开关纹波需要较大的接线电抗;而为了达到补偿谐波时较好的动态跟踪效果,需要较小的接线电抗. 为解决这一矛盾,选取较小的接线电抗,满足谐波补偿的要求,并且在向电网注入能量时,采用两组逆变器直接并联的二重化结构,即公用直流侧和交流侧,如图 8 所示. 两组逆变器的 SPWM 信号交错 180°,从而提高等效开关频率,减小输出电流中的开关纹波含量,同时能够增大系统容量.

最后,选择三相四桥臂的 VSI 结构能够方便地补偿不平衡负载产生的零序电流. 逆变器的直接并联二重化,以及引入第四桥臂所带来的特殊环流是本文着重研究并解决的问题.

在主电路拓扑中,采用三阶 LCL 滤波器来滤除开关纹波. LCL 滤波器在高频处可以获得更高的衰减 (−60 dB),同时在电容支路串入一个低阻值电阻来增大系统阻尼,减小谐振峰. 本文采用的实验系统参数见表 2.

根据本文提出的方法,结合两级拓扑光伏并网控制思想,以及电能质量治理控制,形成如图 9 所示的实验控制系统. VSI 一级采用并网电流内环和直流侧稳压外环,并且加入第四桥臂电流闭环控制,逆变器负责稳定直流侧电压,并向电网注入来自 Boost 变换器的能量,以及补偿负载谐波、无功和不平衡电流. Boost 一级通过电感电流内环和 PV 板一端的电压外环进行闭环控制,负责调整 PV 板输出电压,从而实现 MPPT. 根据上述系统拓扑及控制思想,本文设计并制造了实际的实验,系统的参数如表 2 所示.

表 2 实验系统参数

PV 最大输出功率/kW	67.5
PV 最大输出功率时电压/V	480
逆变器系统容量/kV · A	100
逆变器直流侧电压/V	750
电网线电压/ V	380
电网频率/Hz	50
逆变器开关频率/kHz	10
逆变器直流侧电容/mF	10
逆变器接线电抗/mH	0.4
LCL 滤波器电容/ μ F	50
LCL 滤波器阻尼电阻/ Ω	0.47
工频变压器漏感/mH	0.1

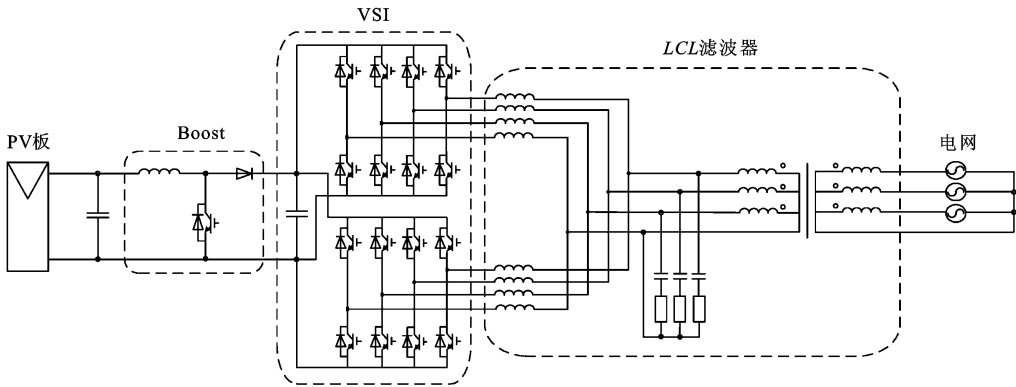


图 8 实验系统拓扑

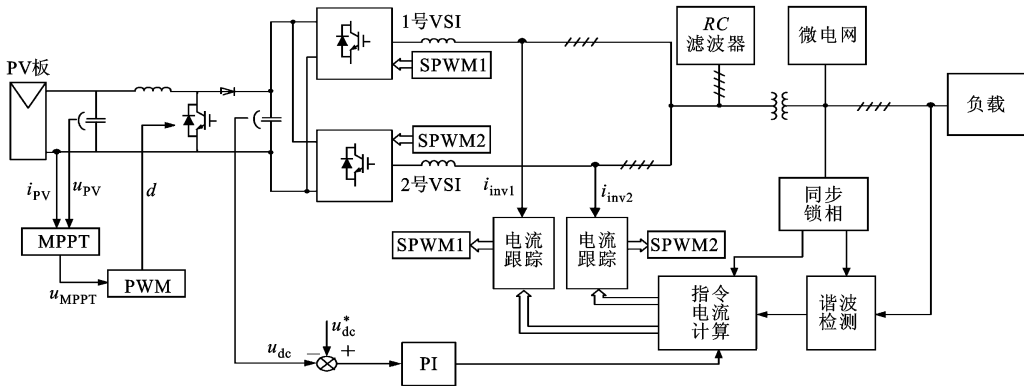


图 9 实验系统控制框图

3.2 零序电流控制实验结果

考虑仿真实验的第一种情况,零序电流指令相同而电抗不一致时, $L_1=0.4\text{ mH}$, $L_2=0.43\text{ mH}$, $i_{n1}^*=i_{n2}^*=0$,实验结果如图 10 和图 11 所示.采用本文方法之前,如图 10 所示,3 次零序谐波环流有效值为 $i_o=0.7\text{ A}$;采用本文方法后,如图 11 所示,3 次零序谐波环流有效值为 $i_o=0.1\text{ A}$,基本为 0,两组 VSI 间的零序环流得到了有效的抑制.因为在两台逆变器系统参数基本一致的情况下,其间的零序环流现象不甚明显,如图 10 所示,即给定相同的电流指令,由于参数不一致导致的零序环流仅为 0.7 A .为了突出本文提出的控制方法对零序环流的抑制效果,根据仿真实验的另一种仿真情况进行验证.电抗一致,给定不同的 3 次零序指令电流, $L_1=L_2=0.4\text{ mH}$, $i_{n1}^*=2i_{n2}^*=10\text{ A}$.

控制系统中不采用第四桥臂电流闭环时,实验结果如图 12 所示,逆变器 1、2 的 3 次零序谐波指令电流分别为 $i_{n1}^*=10\text{ A}$ 、 $i_{n2}^*=5\text{ A}$,理论上希望其按照对应的指令输出相应大小的 3 次零序电流.但是,由于两组逆变器采用中线不控的控制策略,在两组第四桥臂接线电抗相等的情况下,其中线上的实际零序电流相等,均为 $i_{n1}=i_{n2}=7.5\text{ A}$,总中线电流为 $i_{n1}+i_{n2}=15\text{ A}$.因此,根据零序环流的定义,两组直接并联三相四桥臂逆变器之间的零序环流为 $i_o=2.5\text{ A}$.

控制系统中采用第四桥臂电流闭环时,实验结果如图 13 所示.逆变器 1 第四桥臂中线上的 3 次零序谐波电流和给定的 3 次零序指令电流相等, $i_{n1}\cong i_{n1}^*=10\text{ A}$,同样逆变器 2 中 $i_{n2}\cong i_{n2}^*=5\text{ A}$,总中线电流为 $i_{n1}+i_{n2}=15\text{ A}$.因此,根据零序环流的定义,两组直接并联三相四桥臂逆变器间的零序环流基本被抑制为 0.

上述实验表明,本文方法能够有效抑制直接并联

三相四桥臂逆变器间的零序环流,对采用传统的 SPWM 调制方式的微电网新能源并网逆变器多机直接并联具有重要实践意义.

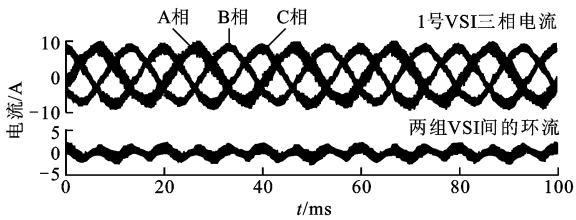


图 10 未采用本文方法时两组直接并联三相四桥臂逆变器间的零序电流($L_1\neq L_2, i_{n1}^*=i_{n2}^*$)

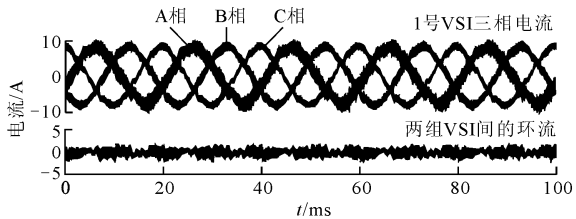


图 11 采用本文方法时两组直接并联三相四桥臂逆变器间的零序电流($L_1\neq L_2, i_{n1}^*=i_{n2}^*$)

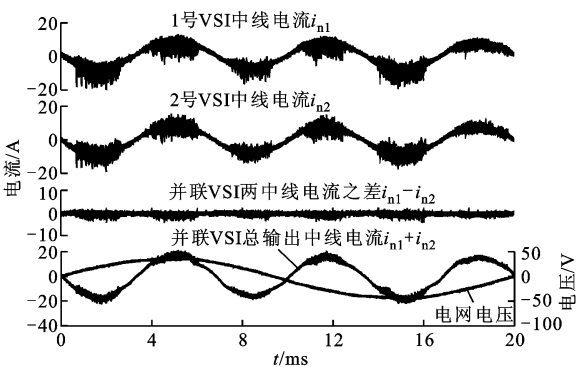


图 12 未采用本文方法时两组直接并联三相四桥臂逆变器间的零序电流($L_1=L_2, i_{n1}^*\neq i_{n2}^*$)

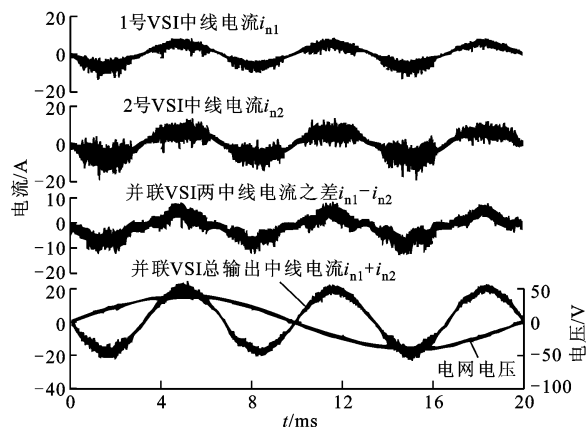


图13 采用本文方法时两组直接并联三相四桥臂逆变器间的零序电流($L_1=L_2, i_{n1}^* \neq i_{n2}^*$)

4 结论

本文根据微电网中大功率新能源并网发电和电能质量治理统一控制的实际需求,应用直接并联三相四桥臂逆变器为基本拓扑结构,基于桥臂平均理论,建立了两组直接并联三相四桥臂VSI的桥臂平均模型,得到了其零序电流动态平均模型,揭示了零序环流的形成机理。基于VSI常用的SPWM调制方法,提出一种基于第四桥臂电流闭环的控制方法,使得零序电流完全受控,从而抑制了两组直接并联逆变器第四桥臂中线间的零序环流,有效解决了微电网中大功率新能源并网系统在扩容并机时逆变器间的环流控制问题。仿真和实验结果都很好证明了本文方法的正确性和有效性,研究可为微电网发展提供了技术保障。

参考文献:

- [1] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [2] SAWANT R R, CHANDORKAR M C. A multifunctional four-leg grid-connected compensator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 249-259.
- [3] ZHANG R, BOROEYEVICH D, PRASAD V H, et al. A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation[C]//Proceedings of IEEE Conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 1997: 857-863.
- [4] 卓放, 杨君, 王兆安, 等. 用于三相四线制系统的有源电

力滤波器研究[J]. 西安交通大学学报, 2000, 34(3): 87-90.

ZHUO Fang, YANG Jun, WANG Zhao'an. Active power filter for three-phase four-wire system[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2000, 34(3): 87-90.

- [5] ASIMINOAEI L, AELOIZA E, ENJETI P N, et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1175-1189.
- [6] YE Z, BOROEYEVICH 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.
- [7] PAN C T, LIAO Y H. Modeling and coordinate control of circulating currents in parallel three-phase boost rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 825-838.
- [8] KOMATSUZAKI Y. Cross current control for parallel operating three phase inverter[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics Specialists Conference, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2002: 943-950.
- [9] PERREAULT D J, SELDERS R L, KASSAKIAN J G. Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 626-634.
- [10] 韩坤, 杨恩星, 陈国柱. 无零序环流三相PWM逆变器线路级并联策略[J]. 电力电子技术, 2009, 43(3): 65-67.
HAN Kun, YANG Enxing, CHEN Guozhu. Circuit-level parallel strategies of three phase PWM converters without zero sequence circulating current[J]. Power Electronics, 2009, 43(3): 65-67.
- [11] XING K, MAZUMDER S, YE Z, et al. The circulating current in paralleled three-phase boost PFC rectifiers[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics Specialists Conference, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 1998: 783-789.
- [12] XING K, LEE F C, BOROEYEVICH D, et al. Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(5): 906-917.
- [13] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究[J]. 电机工程学报, 2006, 26(13): 65-67.
ZHANG Yu, DUAN Shanxu, KANG Yong. The research of zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 65-67.

(编辑 杜秀杰)