

# 永磁直驱风电机组的机侧多整流器 并联运行控制研究\*

吕志香

(扬州工业职业技术学院, 江苏 扬州 225127)

**摘要:** 永磁直驱风电机组的容量通常达到了兆瓦级, 采用并联型结构是主要的扩容方式。传统的风电变流器机侧整流器具有独立的直流母线, 虽具有控制简单的优点, 但也存在成本高、体积增加等问题。针对这个问题, 提出了一种新型的永磁直驱风电机组机侧多整流器共直流母线并联运行控制策略。该控制策略的控制目的是抑制共直流母线的整流器模块之间由于不同步造成的环流, 因此首先对具有公共直流母线的多整流器运行的直流环路和零序电流动态进行了建模和分析, 设计了独立的电流控制器, 并通过同步载波移相配合生成了多簇脉冲调制信号给不同的整流器模块, 但相互的控制器使用了同一个转子位置观测器, 从而实现了每个模块的电流同步和均衡, 并匹配了最优的总发电机转矩。最后, 为了验证控制策略的有效性, 基于 1.5 MW 的永磁直驱风电机组试验平台进行了试验研究。试验结果表明, 在新型控制策略下, 变流器机侧多整流器模块能正常运行, 并具有较优的性能。

**关键词:** 风力发电; 永磁同步发电机; 并联运行; 零序电流; 公共直流母线

**中图分类号:** TM 461 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)05-0090-08

## Control of Parallel Rectifiers for Direct-Drive Permanent Magnet Wind Power Generator\*

LÜ Zhixiang

(Yangzhou Polytechnic Institute, Yangzhou 225127, China)

**Abstract:** The capacity of the direct driven permanent magnet wind turbine was usually reached megawatt, and the parallel structure was the main solution for expansion. The generator side of the traditional wind power converter was always has an independent DC bus. Although it had the advantages of a simple controller, but the cost would higher and the volume would increase. Aiming at it, a new control schema of parallel rectifiers for a direct drive permanent magnet wind power generator had been proposed. The purpose of the controller was to suppress circulation current caused by asynchronization between the paralleled rectifiers. Therefore, the loop circulation current between the multiple rectifiers had been analyzed, and the dynamic of zero sequence current had been modeled at first. Then, the independent current controllers had been designed, and it generated the pulse modulation signal to the rectifiers through the synchronous carrier phase shift generator. Each controller used the same rotor position observer, so as to realize the current of each module synchronization and equalization, and the total generator torque optimal matching. In order to verify the performances of the proposed controller, the platform based on 1.5 MW wind power system was built, and some experiments had been done. The results showed that the rectifier modules of the converter operators well with the new controller, and the performances of the controller were good.

**Key words:** wind power; permanent magnet synchronous generator (PMSG); parallel operating; zero sequence currents; common DC link

\* 基金项目: 江苏省扬州市 2015 重点研发计划项目(YZ2015084)

作者简介: 吕志香(1979—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动和新能源发电。

## 0 引言

在各种新能源发电系统中,风力发电是最有前景的新能源利用形式<sup>[1-3]</sup>。基于永磁同步发电机 (Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG) 的风电机组由于复杂度的降低和可靠性的提高,得到了商业化利用,占据了相当大的市场份额<sup>[4-6]</sup>。

PMSG 接入到电网使用的是全功率变流器,虽然功率半导体器件的发展迅速,单个器件的额定容量在不断上升,但是受限于技术和经济成本,变流器的最大容量是有限的。因此,对于兆瓦级低压永磁直驱风电机组,采用并联型结构的变流器进行扩容是较好的解决方案<sup>[7-8]</sup>。变流器采用并联模式具有可靠性高、效率高、电网侧输出谐波含量低等优点<sup>[9]</sup>。对于采用并联结构的背靠背全功率变流器可以分为两类,一类采用独立直流母线,还有一类采用公共直流母线。前者虽具有控制简单的优点,但也存在成本高、体积增加的问题<sup>[10]</sup>。若采用第二种结构并联,则由于数字控制器使用了离散空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM),以及开关特性和不同变流器输出阻抗的差异,即使采用同步脉冲控制,也会在并联的变流器之间产生环流,将对系统产生不利,例如增加器件损耗,降低设备可靠性,增加故障检测难度等。因此,文献[11]提出了一种方法将两个并联的三相变流器当成六相变流器进行控制,从而避免零序环流能,但是必须将两个变流器当成一个整体进行脉宽调制,失去了调制灵活性。文献[12]提出了一种不使用零矢量的调制策略,避免了离散型 SVPWM 使用时造成的并联变流器之间的相互影响,但是并没有完全避免零序扰动,输出阻抗不匹配仍然可以导致零序电流,即使不使用零矢量。文献[13]提出了一种新型的控制方法,引入了一个新的控制变量来调整零矢量的持续时间,而不是消除零矢量,这可以有效地抑制零序环流,但其推导的零序分量数学模型是平均值模型,并不能预测零序电流峰值,而且平均电流模式控制容易产生较大的纹波。

针对这个问题,本文提出了一种永磁直驱风电机组的机侧多整流器并联运行控制方案。推导

并分析了零序环流的数学模型,揭示了并联多个变换器的零序环流的机理。设计了一种改进的 SVPWM 并联调制策略来抑制零序环流,并对每个功率支路实现了独立的电流调节。最后通过试验对控制器的性能进行了验证。

## 1 环流控制器设计

### 1.1 永磁直驱风电机组和风电变流器

并联型永磁直驱风电机组结构图如图 1 所示。桨叶和机械系统构成前端能量输入,然后 PMSG 通过并联型结构的全功率背靠背变流器接入到电网<sup>[14-15]</sup>。这种拓扑结构下的风电变流器机侧和网侧的控制是独立的。

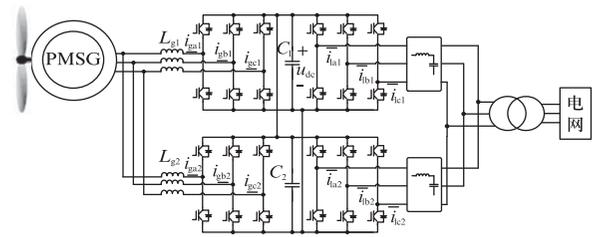


图 1 并联型永磁直驱风电机组

图 1 中  $L_{g1}$  和  $L_{g2}$  为机侧接入电抗;  $i_{ga1}$ 、 $i_{gb1}$  和  $i_{gc1}$  以及  $i_{ga2}$ 、 $i_{gb2}$  和  $i_{gc2}$  为机侧两个并联整流器的输入电流;  $u_{dc}$  为直流侧电压;  $C_1$  和  $C_2$  为并联的直流侧电容;  $i_{la1}$ 、 $i_{lb1}$  和  $i_{lc1}$  以及  $i_{la2}$ 、 $i_{lb2}$  和  $i_{lc2}$  为网侧两个并联逆变器的输出电流。

### 1.2 变流器机侧环流表达式

$n$  个并联运行的三相 PWM 整流器结构示意图如图 2 所示。图 2 中功率器件假设为理想开关,  $S_{1ap}$ 、 $S_{1an}$ 、 $S_{1bp}$ 、 $S_{1bn}$ 、 $S_{1cp}$  和  $S_{1cn}$  为 1 号整流器的功率器件,  $S_{nap}$ 、 $S_{nan}$ 、 $S_{nbp}$ 、 $S_{nbn}$ 、 $S_{ncp}$  和  $S_{ncn}$  为  $n$  号整流器的功率器件,  $C$  为总直流电容,  $R$  为总的等效并联电阻,  $L_1$  和  $L_n$  分别为 1 号和  $n$  号整流器的接入电感,  $i_{a1}$ 、 $i_{b1}$  和  $i_{c1}$  以及  $i_{an}$ 、 $i_{bn}$  和  $i_{cn}$  为并联的 1 号和  $n$  号整流器输入电流,  $u_{a1}$ 、 $u_{b1}$  和  $u_{c1}$  以及  $u_{an}$ 、 $u_{bn}$  和  $u_{cn}$  为并联的 1 号和  $n$  号整流器输入电压,  $i_{1p}$  和  $i_{1n}$  以及  $i_{np}$  和  $i_{nn}$  为并联的 1 号和  $n$  号整流器输出到直流侧的电流,  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$  和  $u_{sc}$  为发电机等效输出电动势,  $u_N$  为发电机等效输出电动势中点电位,  $ref(0)$  为参考零电位。

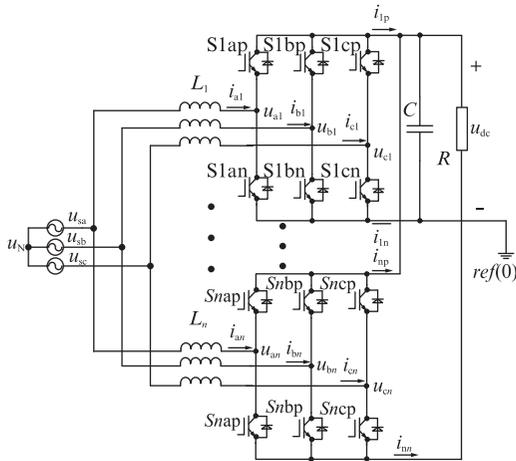


图2 多个三相 PWM 整流器并联结构图

通过电压平衡法则,可以对每个并联整流器单元的 A 相建立以下方程:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{a1}}{dt} + R_1 i_{a1} = u_{sa} - u_{a1} + u_{NO} \\ L_2 \frac{di_{a2}}{dt} + R_2 i_{a2} = u_{sa} - u_{a2} + u_{NO} \\ \vdots \\ L_n \frac{di_{an}}{dt} + R_n i_{an} = u_{sa} - u_{an} + u_{NO} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_{NO}$ ——中点电位和参考零电位之间的电压。

定义  $Z_j = L_j d/dt + R_j, j \in \{1, 2, \dots, n\}$ , 那么式(1)可以重新写为

$$i_{kj} = -u_{kj}/Z_j + (u_{sk} + u_{NO})/Z_j \quad (2)$$

式中:  $k$ ——a, b, c 相,  $k \in \{a, b, c\}$ ;

$i_{kj}$ ——第  $j$  个整流器的第  $k$  相电流;

$u_{kj}$ ——第  $j$  个整流器的第  $k$  相输入电压;

$u_{sk}$ ——第  $k$  相发电机等效输出电动势。

$n$  个整流器并联后的环流通路如图 3 所示。

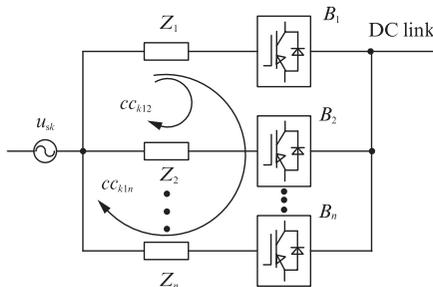


图3 多个整流器并联后的环流通路

首先考虑图中第一条支路  $B_1$ ,  $cc_{k12}$  代表支路  $B_1$  和  $B_2$  之间的环流,  $cc_{k13}$  代表支路  $B_1$  和  $B_3$  之间的环流, 以此类推,  $cc_{k1n}$  代表支路  $B_1$  和  $B_n$  之间的环流。因此, 1 号变流器的第  $k$  相环流  $cc_{k1}$  是由  $n$  个分量组成的, 具体如下:

$$cc_{k1} = cc_{k12} + cc_{k13} + \dots + cc_{k1n} \quad (3)$$

可以推导出第  $j$  号整流器的第  $k$  相环流的表达式, 文献[14]给出了环流的数学定义如下:

$$cc_{kj} = cc_{kj1} + cc_{kj2} + \dots + cc_{kjn} = \sum_{i=1, i \neq j}^n (i_{kj} - i_{ki})/n \quad (4)$$

式中:  $i_{ki}, i_{kj}$ ——第  $i$  号和第  $j$  号的第  $k$  相电流。

第  $j$  号变流器的环流通用表达式可以推导为

$$cc_{kj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1, j=1, i \neq j}^n \left[ \frac{u_{ki}}{Z_i} - \frac{u_{kj}}{Z_j} + (u_{sk} + u_{NO}) \left( \frac{1}{Z_j} - \frac{1}{Z_i} \right) \right] \quad (5)$$

从式(5)可以看出, 输出直流电压和三相输入电压将对环流产生影响, 环流通路上的阻抗对环流幅值也有影响。如果所有环流通路上的阻抗都相等, 那么交流三相输入电压将对环流的影响降低到最小。如果所有变流器模块都实现参数一致和完全同步控制, 则环流将减低至 0。但是, 实际上各个模块环流通路上的阻抗差别较大, 因此环流是实际存在的, 即使尽量让控制器同步控制各个模块。同时功率器件的开关动作也是存在差异的, 有限的器件开通或关断时间不一致也将导致环流。

### 1.3 变流器并联时 abc 系下的环流数学模型

文献[11]给出了两电平三相整流器平均值模型, 具体如图 4 所示。

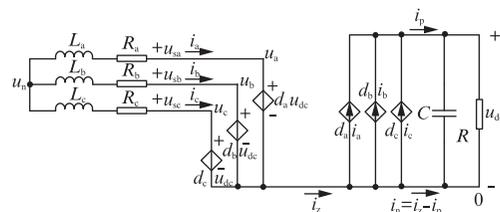


图4 两电平三相整流器平均值模型

图 4 中  $L_a, L_b$  和  $L_c$ , 以及  $R_a, R_b$  和  $R_c$  为发电机等效电感和电阻,  $d_a, d_b$  和  $d_c$  为控制输出的三相等效占空比,  $i_p$  和  $i_n$  分别为输入到电容正极和负极电流,  $i_z$  为受控电压源输出电流。在图 4 中运用电压平衡法则和节点电流定律可以推导出以下方程:

$$\begin{cases} -L_a \frac{di_a}{dt} - R_a i_a + d_a u_{dc} - d_b u_{dc} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} = 0 \\ -L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b + d_b u_{dc} - d_c u_{dc} + R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} -R_a & R_b & 0 \\ 0 & -R_b & R_c \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} u_{dc} \quad (7)$$

将式(6)写成矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix} L_a & -L_b & 0 \\ 0 & L_b & -L_c \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{cases} L_1 \frac{di_{k1}}{dt} + R_1 i_{k1} + u_{k1} - L_2 \frac{di_{k2}}{dt} - R_2 i_{k2} = 0 \\ L_1 \frac{di_{k1}}{dt} + R_1 i_{k1} + u_{k1} - L_3 \frac{di_{k3}}{dt} - R_3 i_{k3} - u_{k3} = 0 \\ \vdots \\ L_1 \frac{di_{k1}}{dt} + R_1 i_{k1} + u_{k1} - L_n \frac{di_{kn}}{dt} - R_n i_{kn} - u_{kn} = 0 \\ L_1 \frac{di_{a1}}{dt} + R_1 i_{a1} + L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + u_{a1} - L_1 \frac{di_{b1}}{dt} - R_1 i_{b1} - L_s \frac{di_b}{dt} - R_s i_b - u_b = 0 \\ L_1 \frac{di_{b1}}{dt} + R_1 i_{a1} + L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + u_{a1} - L_1 \frac{di_{c1}}{dt} - R_1 i_{c1} - L_s \frac{di_c}{dt} - R_s i_c - u_{c1} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

其中  $k \in \{a, b, c\}$ , 而  $R_s$  和  $L_s$  分别为 PMSG 的等效电阻和等效电感。对节点  $n$  应用节点电流定律, 可以推导出剩下的 1 个代数方程为

$$i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} + i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} + \dots + i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = i_a + i_b + i_c = 0 \quad (9)$$

对式(9)取微分, 可得

$$\begin{aligned} \frac{di_{a1}}{dt} + \frac{di_{b1}}{dt} + \frac{di_{c1}}{dt} + \frac{di_{a2}}{dt} + \frac{di_{b2}}{dt} + \frac{di_{c2}}{dt} + \dots + \frac{di_{an}}{dt} + \frac{di_{bn}}{dt} + \frac{di_{cn}}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

假设  $L_1 = L_2 = \dots = L_n$ , 且  $R_1 = R_2 = \dots = R_n$ , 那么可以进一步得到状态空间方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $X = [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}, i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}, \dots, i_{an}, i_{bn}, i_{cn}]^T$ ——状态变量;

$U$ ——输出变量, 具体的表达式为  $U =$

$$[u_{a1}, u_{b1}, u_{c1}, u_{a2}, u_{b2}, u_{c2}, \dots, u_{an}, u_{bn}, u_{cn}]^T;$$

对于具有公共母线的  $n$  个并联的变流器, 可以推导出  $3n-1$  个微分方程加上 1 个代数方程。对环流通路应用电压平衡法则, 可以得到  $3n-1$  个微分方程如下:

$Y$ ——输出变量。

状态矩阵  $A$  为

$$A = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} \frac{n-1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ -\frac{1}{n}I & \frac{n-1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & \frac{n-1}{n}I \end{bmatrix} - \frac{R + nR_s}{n(L + nL_s)} \begin{bmatrix} T & T & \dots & T \\ T & T & \dots & T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T & T & \dots & T \end{bmatrix}$$

输入矩阵  $B$  为

$$B = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} \frac{n-1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ -\frac{1}{n}I & \frac{n-1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & \frac{n-1}{n}I \end{bmatrix} -$$

$$\frac{1}{n(L + nL_s)} \begin{bmatrix} T & T & \dots & T \\ T & T & \dots & T \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ T & T & \dots & T \end{bmatrix}$$

输出矩阵  $C$  是一个  $3n \times 3n$  的单位矩阵, 而  $I$  为  $3 \times 3$  的单位矩阵, 而  $T$  为

$$T = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

基于上述状态空间描述可建立传递函数方程:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B = \frac{1}{L_s + R} \begin{bmatrix} \frac{n-1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ -\frac{1}{n}I & \frac{n-1}{n}I & \dots & -\frac{1}{n}I \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ -\frac{1}{n}I & -\frac{1}{n}I & \dots & \frac{n-1}{n}I \end{bmatrix} - \frac{1}{n[(L + nL_s) + (R + nR_s)]} \begin{bmatrix} T & T & \dots & T \\ T & T & \dots & T \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ T & T & \dots & T \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(12)中第一部分代表了环流, 第二部分代表了从 PMSG 到变流器的输入电流。

### 1.4 变流器并联时 $dq$ 系下的环流数学模型

假设直流电压  $u_{dc}$  和电流是连续且只有较小纹波的, 那么相电压  $u_{kj} = d_{kj}u_{dc}$ , 而且相对于电感, 每相的电阻值很小, 可以忽略, 那么可以得到两个变流器并联时的状态空间方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{NO} \\ u_{NO} \\ u_{NO} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} \cdot u_{dc} \\ L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{NO} \\ u_{NO} \\ u_{NO} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} \cdot u_{dc} \end{cases} \quad (13)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = [d_{a1} \quad d_{b1} \quad d_{c1}] \cdot \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + [d_{a2} \quad d_{b2} \quad d_{c2}] \cdot \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R} \quad (14)$$

将式(13)和式(14)从静止 abc 三相坐标系转换到  $dq$  同步旋转坐标系, 即可以推导出如下  $dq$  坐标系下的方程:

$$L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 3u_{NO} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3u_{NO} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \\ d_{o1} \end{bmatrix} \cdot u_{dc} \quad (15)$$

$$L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 3u_{NO} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3u_{NO} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \\ d_{o2} \end{bmatrix} \cdot u_{dc} \quad (16)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = [d_{d1} \quad d_{q1} \quad d_{o1}/3] \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} + [d_{d2} \quad d_{q2} \quad d_{o2}/3] \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o2} \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R} \quad (17)$$

其中:  $u_0 = u_{sa} + u_{sb} + u_{sc}$

$$d_0 = d_a + d_b + d_c$$

式中:  $i_{d1}, i_{q1}, i_{o1}, i_{d2}, i_{q2}, i_{o2}$ ——1 号和 2 号变流器

在  $dq$  坐标系下的  $d$  轴、 $q$  轴和  $O$  轴电流分量;

$u_d, u_q, u_0$ —— $dq$  坐标系下的  $d$  轴、 $q$  轴和  $O$  轴电压分量;

$\omega$ ——交流电角频率;

$d_{d1}, d_{q1}, d_{o1}, d_{d2}, d_{q2}, d_{o2}$ ——1 号和 2 号变流器在  $dq$  坐标系下的等效占空比。

双机并联的三相整流器在  $dq$  坐标系下的等效电路如图 5 所示。从图 5 可以看到零序电流是并联系统中一个不可忽视的环节。

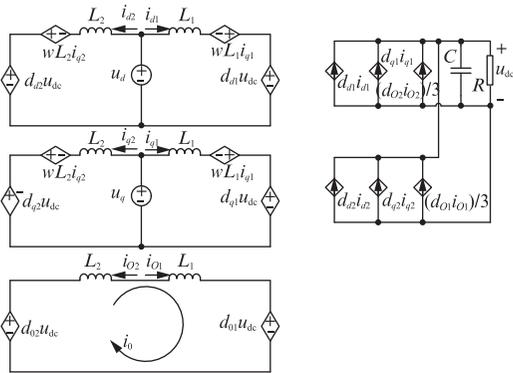


图 5  $dq$  坐标系下三相整流器并联等效电路

### 1.5 零序环流控制策略

根据前述双机并联的三相整流器在  $dq$  坐标系下的等效电路和零序动态模型,可以设计零序环流控制器如图 6 所示。图 6 中虚线框中包括了一个改进的 SVPWM 控制算法。算法具体描述如下:首先零序电流参考和实际值相减,结果输出到 PI 调节器,输出零序电压  $u_0$ 。常规  $d$  轴电流环和  $q$  轴电流环的计算结果为  $d$  轴和  $q$  轴参考电压  $u_d$  和  $u_q$ ,转换为  $\alpha\beta$  坐标系下的  $u_\alpha$  和  $u_\beta$ ,进而由常规 SVPWM 算法生成了调制波。然后,零序输出电压通过归一化后与调制波叠加。最终生成的调制波与载波相比较,输出控制脉冲。

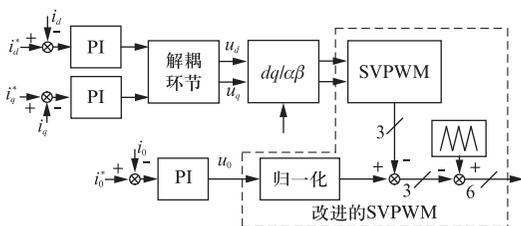


图 6 零序电流控制器

如图 6 所示,  $dq$  坐标系下三相整流器双机并联等效电路中,在  $O$  轴等效电路中存在零序环流,并取决于  $O$  轴等效占空比  $d_{o1}$  和  $d_{o2}$  的差异。根据式(15)和式(16),  $i_0$  的动态方程为

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{1}{L} u_0 + \frac{1}{L} (3u_{N0} - d_{o0} \cdot u_{dc}) \quad (18)$$

式(18)中,右边第二项可以看作是扰动。就

抑制  $i_0$  而言,控制器可以考虑设计为一个 PI 调节器,输入是  $i_0$ ,而输出是  $u_0$ 。开环传递函数  $G_{OL}(s)$  前向通路包含了一个数学控制延迟环节,具体为

$$G_{OL}(s) = G_{PI}(s) \cdot G_{Plant}(s) e^{-sT_s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{1}{Ls} \cdot e^{-sT_s} \quad (19)$$

式中:  $e^{-sT_s}$ ——控制延迟的数学表达式;

$T_s$ ——采样周期。

如果  $T_s$  足够小,延迟可以近似表示为  $1-sT_s$ ,从而闭环传递函数可以写为

$$G_{CL}(s) = \frac{(K_p s + K_i) e^{-sT_s}}{(L - K_p T_s) s^2 + (K_p - K_i T_s) s + K_i} \quad (20)$$

时间乘以绝对误差的积分被纳入控制器的设计。二阶系统的特征多项式的最佳系数是由式(21)决定的:

$$D(s) = s^2 + 1.4\omega_n s + \omega_n^2 \quad (21)$$

式中:  $\omega_n$ ——系统固有频率,可以通过定义的阻尼比和稳定时间计算得到。

对比式(20)和式(21),可以得到  $K_p$  和  $K_i$ :

$$K_p = \frac{\omega_n L (1.4 + \omega_n T_s)}{1 + 1.4\omega_n T_s + \omega_n^2 T_s^2} \quad (22)$$

$$K_i = \omega_n^2 (L - K_p T_s) \quad (23)$$

零序环流控制器的带宽应该设计得尽量宽,从而可以实现对零序电流的较好抑制。对于  $n$  台整流器并联的情况,零序电流之和等于 0,即  $i_{o1} + i_{o2} + \dots + i_{on} = 0$ 。由于零序电流之间相互作用,独立的零序电流数目为  $n-1$ ,因此零序电流控制器的数量应该是  $n-1$ 。

## 2 风电变流器机侧整体控制设计

风电变流器发电机侧的整流器模块并联拓扑结构如图 1 所示。风力发电系统连接到电网后,由于风电场一般距离偏远和电网容易存在扰动,其可靠性不高导致了维护成本增加。使用并联拓扑结构风电变流器以后,与单台变流器相比,具有更高的可靠性,更高的效率,以及较低的电网谐波。

在并联拓扑结构下,一个变流器单元将在功能上作为主机,其他作为从机,然后在不同单元之间建立起串行通信总线,每个单元都有自己的调制周期计数器,并且在串行通信消息的基础上互相同步。

以这种方式,调制计数器可以同步工作。载波移相调制技术应用在并联拓扑结构变流器中具有很大的优势<sup>[10]</sup>。当一个模块停止工作时,主控制器只是改变了相应的载波相位角,并限制了系统的容量,其他模块依然可以继续工作,待机单元也可以被激活,并且可以实现全功率运行。变流器机侧并联结构 PWM 整流器的控制框图如图 7 所示。图 7 中 PMSG 由两个整流器并联连接在转子上,采用了旋转坐标系下的  $dq$  控制,采用  $d$  轴沿转子磁链矢量位置定向。在这种方式下, $d$  轴电流保持为零,得到最小电流和最大电磁转矩。最佳有功功率或转矩参考设置可根据最大功率跟踪算法计算得到。两组 PWM 信号采用单独的电流控制器经由载波相移同步产生。转子位置由无位置传感器的转子位置观测器供给。每个变流器模块是相互独立的,独立得到转子磁链位置。每个模块的电流是平衡的,同步的,彼此配合产生最佳的总发电机转矩。这种设置将减少平衡电流时所需要的大阻抗,并支持后续可能的扩容要求。零序电流控制器已被集成到总控制器框图中,如图 7 所示。

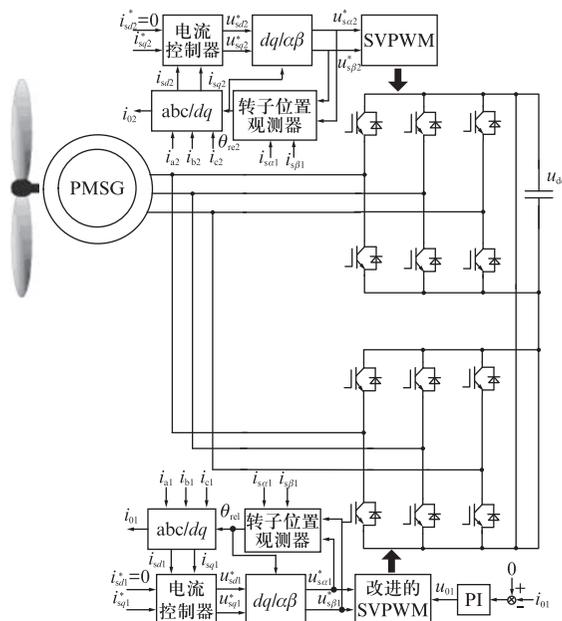


图 7 变流器机侧并联拓扑的控制总体结构

### 3 试验验证

为了验证所提出的永磁直驱风电机组的机侧多整流器并联运行控制策略的有效性,基于 10 kW

的 PMSG 原理样机搭建了试验平台,对所提出的控制策略进行了试验研究。样机的具体参数如表 1 所示。数字控制器由主流的 DSP 和 FPGA 框架构成,前者执行解耦电流调节,零序电流控制和转子位置估计算法,FPGA 实现了一些保护功能。

表 1 PMSG 相关参数

参数名称	参数值
额定功率/kW	10
输出电压/V	230
额定电流/A	43.78
额定转速/(r · min <sup>-1</sup> )	200
永磁磁链/Wb	0.8
起动转矩/m	<6.5
定子电阻/Ω	0.45
定子电感/mH	5
极对数	8

前述已经对并联控制器进行了描述。利用试验平台,对无零序电流控制和有零序电流控制这两种情况分别进行了测试和记录。

如图 8 所示,零序环流的峰值约 6 A,而单台整流器的相电流峰值约为 10 A,因此环流的比例达到了总电流的 30%。同时可以观察到一个较强的零序相互作用。正是由于环流的存在使得同一相的分支电流波形失真,均流度较差,谐波增加。

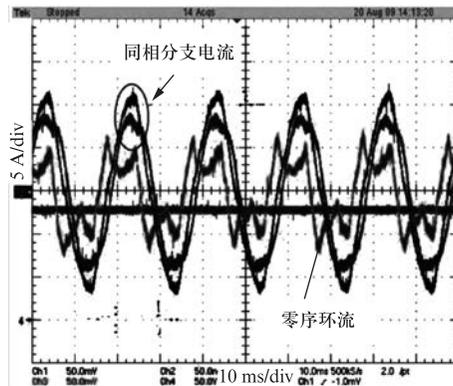


图 8 无零序环流控制时的分支相电流和环流波形

在控制器中增加零序环流控制后,样机系统在额定 10 kW 运行时的两台变流器机侧电流波形和直流电压波形如图 9 所示。由图 9 可以看出,并联运行后 A 相总电流峰值达到 40 A,分支电流为 20 A,电流波形质量较高,均流度较好,谐

波含量少,直流电压稳定在 470 V,波动很小。

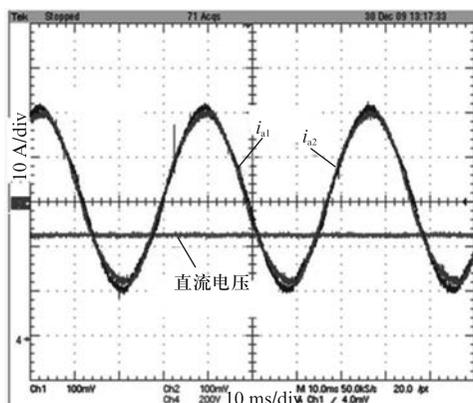


图9 零序环流控制时的额定工况机侧电流和直流电压波形

在控制器中增加零序环流控制后,双机并联样机系统在额定 10 kW 运行时的单台变流器机侧环流和网侧环流波形如图 10 所示。从图 10 可以看出,零序环流得到了抑制,因此均流效果较好;只是高频电流纹波仍然存在,但经由滤波器得到了衰减,所以显示机侧环流和网侧环流最大值都限制在 5 A 以内了。

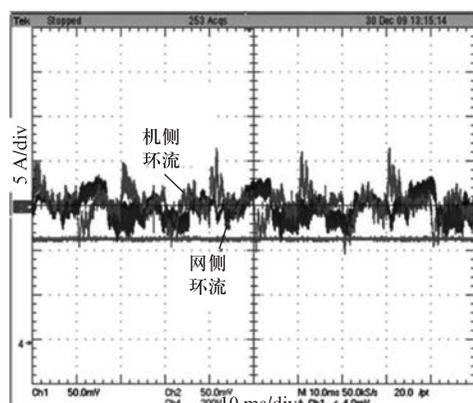


图10 零序环流控制时的额定工况下机侧和网侧环流波形

## 4 结 语

本文对永磁直驱风电机组的机侧多整流器并联运行控制进行了相关研究。现总结主要工作和结论如下:

(1) 推导了多台整流器并联运行时的零序环流动态数学模型及其相关表达式,为控制器设计提供了理论依据。

(2) 本文所设计的零序电流控制器能够很好地对整流器并联运行时产生的环流进行抑制,并

通过了试验验证。

(3) 根据本文提供的控制方案,整流器并联系统不再需要大的阻抗进行均流,因此具有较好的经济性。

## 【参考文献】

- [1] BLAABJERG F, MA K. Future on power electronics for wind turbine systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 3(1): 139-152.
- [2] 张永明,史伟伟.风力发电机低电压穿越技术发展现状[J].电机与控制应用,2012,39(7): 6-11.
- [3] 肖硕霜,尹忠东.一种并联风电机组低电压穿越调控装置[J].电机与控制应用,2012,39(11): 10-12.
- [4] 涂娟,汤宁平.一种新型直驱式风力发电系统控制策略[J].电机与控制应用,2015,42(7): 52-56.
- [5] 贾波,张辉.直驱永磁同步风电系统低电压穿越控制策略[J].电力系统及其自动化学报,2015,27(2): 15-19.
- [6] 李和明,董淑惠,王毅,等.永磁直驱风电机组低电压穿越时的有功和无功协调控制[J].电工技术学报,2013,28(5): 73-81.
- [7] 霍现旭,李国栋,朱晓辉,等.永磁同步风电系统闭环弱磁控制研究[J].电机与控制应用,2016,43(1): 54-59.
- [8] 刘波,潘巧波.大型直驱风电机组快速响应控制策略[J].电机与控制应用,2015,42(11): 62-66.
- [9] 王志新,吴杰,徐烈,等.大型海上风电场并网 VSC-HVDC 变流器关键技术[J].中国电机工程学报,2013,33(19): 14-26.
- [10] BLAABJERG F, LISERRE M, MA K. Power electronics converters for wind turbine systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012,48(2): 708-719.
- [11] FUKUDA S, MATSUSHITA K. A control method for parallel-connected multiple inverter systems [C] // IEEE 7th International Conference on Power Electronics, London, U.K., IEEE, 1998: 175-180.
- [12] KUN X, LEE C F, BOROYEVICH D, et al. Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999,14(5): 906-917.
- [13] YE Z, BOROYEVICH D, CHOI Y J, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002,17(5): 609-615.
- [14] 肖园园,李欣然,张元胜,等.直驱永磁同步风力发电机的等效建模[J].电力系统及其自动化学报,2013,25(1): 12-28.
- [15] XU Z, RAHMAN F M. An adaptive sliding stator flux observer for a direct torque controlled IPM synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2007,54(5): 2398-2406.

收稿日期: 2016-07-14