

两并联三相 PWM 整流器零序环流抑制与均流控制

张厚升¹, 张磊², 姜吉顺¹, 季画¹

(1. 山东理工大学 电气与电子工程学院, 山东 淄博 255049; 2. 国网平阴县供电公司, 山东 济南 250400)

摘要:以两并联三相脉宽调制(PWM)整流器为研究对象,建立了系统的数学模型,详细分析了系统参数对零序环流的影响,设计了两并联三相 PWM 整流器的环流、均流双闭环控制系统,提出了一种调零矢量空间矢量脉宽调制(SVPWM)环流抑制策略,并设计了一种基于最小拍算法的零序环流抑制器,通过对零矢量的实时调节实现系统环流的抑制。电流内环采用电流解耦前馈控制策略,实现了单位功率因数,电压外环采用公共电压 PI 调节器实现均流控制,并联模块间不需要通信,控制简单、可靠。仿真与实验结果表明:最小拍环流抑制器能有效地抑制环流,所设计的控制方案消除了电感参数不一致对两并联三相 PWM 整流器的影响,实现了环流、均流控制。

关键词:三相 PWM 整流器;环流;SVPWM;最小拍算法;电流控制

中图分类号:TM 461

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.02.020

0 引言

三相脉宽调制(PWM)整流器具有谐波低、功率高、功率因数可控等诸多优点,因而在并网逆变器、新能源电动汽车、电气传动、不间断电源和分布式发电等领域得到了广泛的应用^[1-9]。为提高所使用系统的功率等级,采用多个三相 PWM 整流器的并联是常用的方法,可以提高系统的效率与可靠性,而且实现了冗余设计,提高了设计灵活性与开关频率,减小了所需要设计的滤波器容量^[10-18]。

在单个三相整流器中不存在环流通道,所以不存在环流问题,但在两并联三相 PWM 整流器系统中存在环流通路,有时环流问题比较严重,出现诸如输出不均流、电压电流波形畸变等现象^[6]。环流的存在会使两并联系统的线路损耗大幅增加,降低整流器整个系统的效率,甚至烧毁器件。文献[4]设计了一种拓宽零序电流环宽的控制策略,消除了运行状态的不同对零序环流的影响,但是实验时采用的是给定电流模式。文献[5]通过对零轴电流进行反馈控制,实现了零序环流的控制。文献[7]研究了四重化并联 PWM 整流器的环流,分析并提出了环流抑制策略。文献[10-11]采用了一种非线性控制的环流抑制措施,虽然实现了环流抑制,但是所

采用的非线性算法比较复杂,而且不易被广泛采用。文献[12]设计了一种无差拍环流抑制器,实现了系统环流的抑制,但是电流环采用固定的给定值进行实验。

本文针对两并联三相 PWM 整流器(简称两并联 PWM 整流器)的环流抑制策略与均流控制策略进行了研究,提出了一种基于最小拍算法可调零矢量的空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略,在不增加任何硬件资源的基础上,有效地使两并联 PWM 整流器的零序环流得到了抑制;设计了一种两并联 PWM 整流器共用的公共电压 PI 调节器,能输出单一的电流内环给定值,从而可以确保两并联 PWM 整流器输出相等的电压,实现均流控制,提高了系统的可靠性和效率。最后,对两并联 PWM 整流器实验样机进行了仿真与实验验证,证明了所述模型与控制策略的正确性与可行性。

1 两并联三相 PWM 整流器的数学模型与环流分析

图1给出了两并联三相 PWM 整流器的拓扑结构。图中, e_a, e_b, e_c 为三相电网电压; i_a, i_b, i_c 为三相电流; u_a, u_b, u_c 为 PWM 整流器交流侧的电压值;交流侧电感值 $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=L_1, L_{a2}=L_{b2}=L_{c2}=L_2$;线路的等效总电阻 $R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=R_1, R_{a2}=R_{b2}=R_{c2}=R_2$; C 为直流侧输出滤波电容; u_{dc} 为直流侧输出电压。假设电网供电电源三相对称,电感 L 为线性、不饱和,所有开关管为理想功率器件,暂不考虑死区影响,可以用开关函数 S 描述其导通与关断,系统的开关频率足够高,忽略开关管因导通、关断引起的谐波

收稿日期:2017-02-16;修回日期:2017-12-13

基金项目:山东省自然科学基金资助项目(ZR2014EL032);
山东理工大学青年教师发展支持计划项目(L2015011)

Project supported by Natural Science Foundation of Shandong Province(ZR2014EL032) and the Young Teacher Development Support Program of Shandong University of Technology (L2015011)

与损耗^[7]。

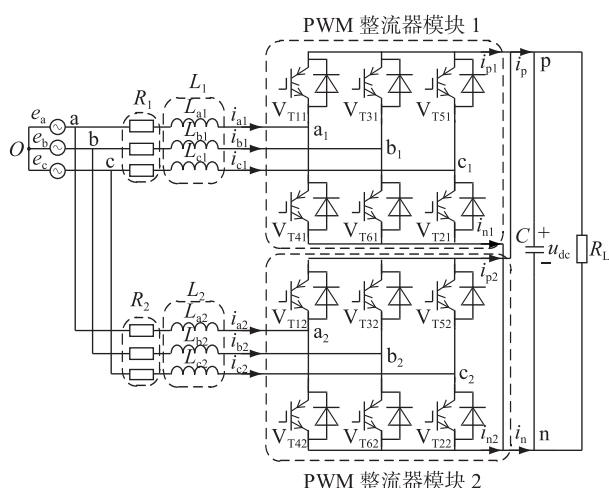


图1 两并联三相PWM整流器的拓扑结构

Fig.1 Topology of two parallel three-phase PWM rectifiers

在三相静止坐标系中,单个三相PWM整流器交流侧的电流、电压都是时变的交流量,借助矢量坐标变换,可将其数学模型变换到以电网基波频率 ω 同步旋转的 dq 坐标系下,从而将基波正弦量变换为同步旋转坐标系中的直流量,这样就会简化PWM整流器控制系统的设计。利用Clark变换和Park变换可得单个三相PWM整流器在两相旋转 dq 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ du_{dc}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega & -S_d \\ -\omega & -R & -S_q \\ S_d & S_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ u_{dc}/R_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中的电压、电流都是直流分量,依据瞬时无功理论,如果使交流电网的电动势矢量与 dq 同步旋转坐标系的 d 轴重合,那么 d 轴表示的就是电流的有功分量,控制 i_d 就可以调节三相PWM整流器的有功功率,即直流母线电压,而 q 轴表示的就是电流的无功分量,控制 i_q 就可以调节三相PWM整流器的无功功率或者功率因数。

由于在单个三相PWM整流器中不存在环流回路,即使存在零序电压也不会引起环流^[17]。但当采用两并联三相PWM整流器时,这2个并联的PWM整流器之间存在环流路径,环路为低阻抗回路,即使零序电压很小,也会产生很大的环流。这2个PWM整流模块的零序电流大小相等、方向相反,定义环流为:

$$i_z = i_{z1} = -i_{z2} = i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = -(i_{a2} + i_{b2} + i_{c2}) \quad (2)$$

其中, i_{z1} 、 i_{z2} 分别为三相PWM整流模块1、模块2的零序电流。仿照零序电流 i_z 的定义,定义零序占空比 d_z 为 $d_z = d_a + d_b + d_c$,定义交流输入电源侧的零轴电势 e_z 为 $e_z = e_a + e_b + e_c$,定义两并联整流器两模块的零轴占空比 d_{zk} 为 $d_{zk} = d_{ak} + d_{bk} + d_{ck}$ ($k=1,2$)。

当PWM整流器并联运行时,由于环流的存在,PWM整流器的三相电流不平衡,所以通过传统的二维坐标变换得到的 d 轴与 q 轴分量不十分准确,而且也无法得到零轴分量。因此需要采用三维坐标变换。通过三维坐标变换可以准确地得到 d 轴、 q 轴分量和零轴分量,当PWM整流器并联运行时,如果没有对坐标转换后的零轴分量加以控制,那么即使 d 轴的分量和 q 轴的分量都符合控制需求,三相电流仍可能存在振荡、畸变、不对称等一系列问题,影响系统的控制性能。所以对两并联PWM整流器的零轴分量进行控制是非常有必要的。定义 abc 三相静止坐标系到 dq 两相旋转坐标系的变换矩阵为:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, ωt 为电网交流电压的相位角。利用式(3)给出的变换矩阵,可以将由基尔霍夫电压、电流定律求出的两并联PWM整流器的空间状态方程变换到 dq 同步旋转坐标系中,其数学模型可表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R_1}{L_1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d_{d1} u_{dc} \\ d_{q1} u_{dc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R_2}{L_2} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d_{d2} u_{dc} \\ d_{q2} u_{dc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R_1 + R_2}{L_1 + L_2} i_z + \frac{\Delta d_z \cdot u_{dc}}{L_1 + L_2} \quad (6)$$

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\begin{bmatrix} d_{d1} & d_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{d2} & d_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \frac{\Delta d_z \cdot i_z}{3} \right) - \frac{u_{dc}}{R_L C} \quad (7)$$

$$\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2} \quad (8)$$

不难看出,变换后的 d 轴、 q 轴和 z 轴各分量仍然存在耦合关系,需要进行解耦处理,而且对于环流

i_z 而言,其主要就是由并联的2个PWM整流器之间零轴占空比的不一致而引起的,即 $d_{z1} \neq d_{z2}$,因此通过调节 d_{z1} 或者 d_{z2} 就可以实现环流的调节,这也为控制策略指明了方向。同时,从图1中还可以看出,环流通路中的阻抗为两并联PWM整流器的线路电阻和电感。

2 模块参数不一致对零序环流的影响分析

如果两并联PWM整流器中2个整流器模块的零轴占空比 d_{z1} 、 d_{z2} 相等, $\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2} = 0$,即当整流器两模块的参数完全一致时,两并联PWM整流器的环流为0。

然而,实际情况中,两并联PWM整流器中2个模块的参数不可能完全一致,各元器件的对应参数总会或多或少地存在差异,此时2个模块间的三相占空比将不再相等。令交流侧的电感值 $L_2 = L_1 + \Delta L$, ΔL 为交流输入侧电感差值; $R_2 = R_1 + \Delta R$, ΔR 为每相线路阻值差;三相电流 $i_{a2} = i_{a1} + \Delta i_a$, $i_{b2} = i_{b1} + \Delta i_b$, $i_{c2} = i_{c1} + \Delta i_c$, Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c 为模块间的电流差值。则两并联三相PWM整流器的零轴占空比 Δd_z 可以表示为:

$$\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2} = \frac{2L_1 + \Delta L}{2u_{dc}} \frac{d(\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c)}{dt} + \frac{2R_1 + \Delta R}{2u_{dc}} (\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c) \quad (9)$$

从式(9)可以看出,交流输入侧的电感差值、两并联PWM整流器每相线路电阻差值、三相电流差值均在零轴占空比之差 Δd_z 中有所体现,本文所提出的控制策略主要就是通过调节 d_{z1} 或 d_{z2} 来达到控制两并联PWM整流器环流的目的,即通过改变两并联PWM整流器中2个模块之间的零轴占空比之差 Δd_z 来控制环流,因此当两并联PWM整流器的交流侧电感值、电阻值、三相电流等参数存在不一致现象时,所提出的控制方法可以实现对环流的控制。

3 调零矢量七段对称式SVPWM零序环流抑制策略

依据环流产生的原因分析,不难得出:调节两并联PWM整流器中2个模块的零序占空比之差,就能实现对零序环流的抑制。在对零序环流进行抑制时,一般不针对单个零序环流回路进行控制,而是通过零序环流的抑制实现对全部环流的抑制^[11]。

在对单个三相PWM整流器进行调制时,经常选择SVPWM控制策略,SVPWM方式具有电流畸变小、直流电压利用率高优点,因而应用十分广泛。

一般采用图2所示的控制方式对 U_0 和 U_7 2个零矢量的作用时间进行平均分配,即 $t_0 = t_7 = 0.5T$ 。在这种开关模式下,z轴的占空比为:

$$\begin{aligned} d_z &= d_a + d_b + d_c = \\ &= (d_1 + d_2 + 0.5d_0) + (d_2 + 0.5d_0) + 0.5d_0 = \\ &= d_1 + 2d_2 + 1.5d_0 \end{aligned} \quad (10)$$

其中, d_1 、 d_2 和 d_0 分别为相邻2个作用电压矢量和零矢量的占空比。

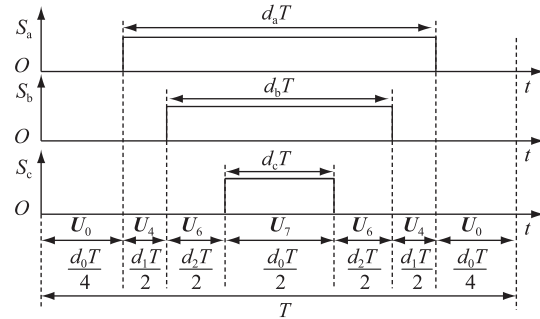


图2 常规SVPWM控制时第I扇区矢量分配图

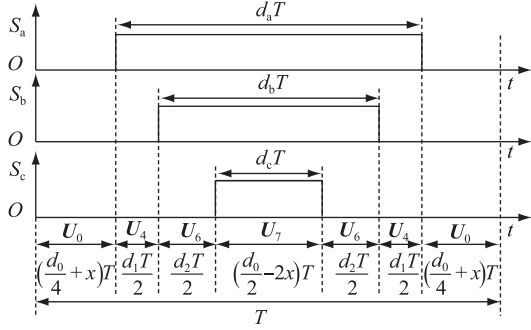
Fig.2 Vector allocation in sector I under conventional SVPWM

在采用两并联PWM整流器不同扇区、不同的SVPWM方法时,PWM变换器桥臂上的开关管占空比不同,零矢量的分配不同,零序占空比和每一相的占空比都会相应地随之发生改变,但各种开关模式下的相间占空比都是相同的,零矢量的分配不会影响两并联PWM整流器的相间占空比和控制目标^[7],即确定非零基本空间电压矢量的占空比后,零矢量的占空比也就相应地确定了,但是零矢量的分布情况不会影响两并联PWM整流器交流输入侧电流和直流输出侧电压的变化。因此,控制零矢量的占空比 d_0 就可以实现对零序电流的控制。

对于SVPWM方式,在一个PWM周期内,控制矢量的合成采用了2个零矢量,即 U_0 和 U_7 ,按照以上分析,如果能够实时地对这2个零矢量进行调节,就可以控制三相PWM整流器中2个模块的零序电流。不妨假设在一个PWM周期 T 内,引入零矢量修正因数 x , U_7 的作用时间可以表示为 $(d_0/2 - 2x)T$, U_0 的作用时间可以表示为 $(d_0/2 + 2x)T$,如图3所示,零矢量修正因数 x 的取值满足 $-d_0/4 \leq x \leq d_0/4$,即 U_0 和 U_7 的占空比取值在 $[0, d_0]$ 范围内,且两者的时间之和就是 d_0 。

利用引入的修正因数 x 对零矢量的作用时间进行重新分配,就可以实现对两并联三相PWM整流器零序占空比的调节,从而实现对两并联PWM整流器的环流抑制。这种情况下,z轴的占空比可以表示成:

$$d_z = d_a + d_b + d_c = (d_1 + d_2 + 0.5d_0 - 2x) + (d_2 + 0.5d_0 - 2x) + 0.5d_0 - 2x = d_1 + 2d_2 + 1.5d_0 - 6x \quad (11)$$

图3 引入零矢量修正因数 x 时的矢量分配Fig.3 Distribution of vectors with zero vector correction factor x

对于两并联 PWM 整流器而言,2 个整流器模块的环流大小相等、方向相反,如果能控制住其中一个整流器的环流,那么另外一个整流器模块的环流也就随之得到了控制,所以对两并联 PWM 整流器中的模块 1 不进行零矢量作用时间的调节,就单纯采用图 2 所示的传统 SVPWM 策略,零矢量修正因数取 $x_1=0$,而只对两并联 PWM 整流器中的模块 2 进行零矢量作用时间的修正,设为 x_2 ,那么两并联 PWM 整流器的零序占空比之差可表示为:

$$\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2} = (d_{11} + 2d_{21} + 1.5d_{01} - 6x_1) - (d_{12} + 2d_{22} + 1.5d_{02} - 6x_2) \quad (12)$$

其中, d_{1i} 、 d_{2i} ($i=1,2$) 分别为模块 1 和模块 2 的非零作用电压矢量的占空比; d_{0i} ($i=1,2$) 为 2 个模块零矢量的占空比, $d_{0i} = 1 - d_{1i} - d_{2i}$ 。式(12)进一步可以化简为:

$$\Delta d_z = (-d_{11} + d_{21} + d_{12} - d_{22} + 12x_2)/2 \quad (13)$$

令 $\Delta d_{12} = -d_{11} + d_{21} + d_{12} - d_{22}$, Δd_{12} 即为两并联 PWM 整流器中 2 个模块的非零电压矢量的占空比之差,此时式(13)就可以表示为:

$$\Delta d_z = (\Delta d_{12} + 12x_2)/2 \quad (14)$$

那么,两并联三相 PWM 整流器零序电流在两相同步 dq 旋转坐标系下的数学模型为:

$$\frac{di_{z2}}{dt} = \frac{(\Delta d_{12} + 12x_2)u_{dc}}{2(L_1 + L_2)} \quad (15)$$

4 基于最小拍算法的零序环流抑制器

对式(15)描述的数学模型进行离散化,可得:

$$\frac{i_{z2}(k+1) - i_{z2}(k)}{T} = \frac{(\Delta d_{12}(k) + 12x_2(k))u_{dc}(k)}{2(L_1 + L_2)} \quad (16)$$

其中, $i_{z2}(k)$ 、 $\Delta d_{12}(k)$ 、 $x_2(k)$ 、 $u_{dc}(k)$ 为两并联整流器

的相应参数在第 kT 时刻的采样值; $i_{z2}(k+1)$ 为第 $(k+1)T$ 时刻的零序环流采样值。忽略两并联 PWM 整流器的采样、计算延时,系统如果在第 $(k+1)T$ 时刻希望零序电流 $i_{z2_ref} = i_{z2}(k+1)$,那么模块 2 的零矢量修正因数为:

$$x_2(k) = \frac{(i_{z2}(k+1) - i_{z2}(k))(L_1 + L_2)}{6Tu_{dc}(k)} - \frac{1}{12}\Delta d_{12}(k) = \frac{(i_{z2_ref} - i_{z2}(k))(L_1 + L_2)}{6Tu_{dc}(k)} - \frac{1}{12}\Delta d_{12}(k) \quad (17)$$

为了能彻底地抑制系统环流,令 $i_{z2_ref} = 0$,那么变量 x_2 可以通过式(18)求出:

$$x_2(k) = -\frac{i_{z2}(k)(L_1 + L_2)}{6Tu_{dc}(k)} - \frac{1}{12}\Delta d_{12}(k) \quad (18)$$

基于最小拍控制算法的框图如图 4 所示。

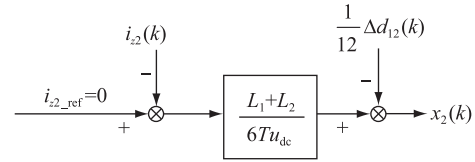


图4 最小拍控制策略的控制框图

Fig.4 Control diagram with deadbeat control strategy

综合以上设计与分析内容,就可以得出图 5 所示的系统控制框图。对两并联 PWM 整流器中的模块 1 仅采用基于前馈解耦控制的双闭环 SVPWM 控制策略,对模块 1 坐标变换后的 d 轴和 q 轴电流进行控制,不需要对其零轴电流进行相应的控制,对 U_0 和 U_7 2 个零矢量的作用时间等分,即采用图 2 所

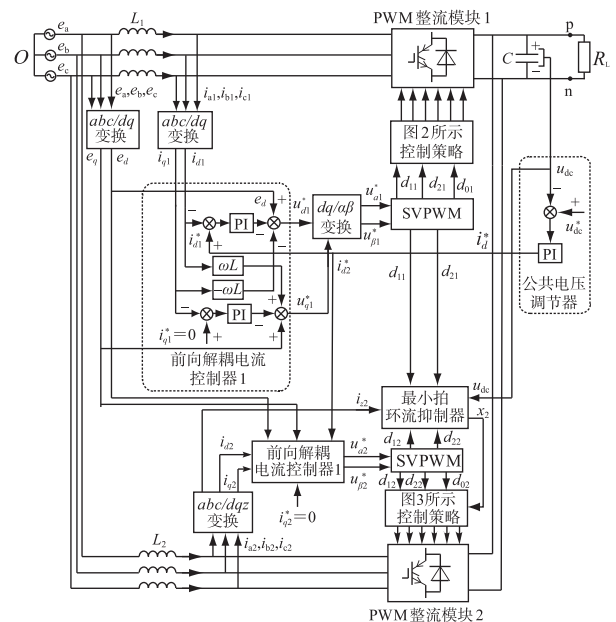


图5 两并联三相 PWM 整流器的控制框图

Fig.5 Control diagram of two parallel three-phase PWM rectifiers

示的 SVPWM 控制策略。对两并联 PWM 整流器中的模块 2 采用本文设计的基于最小拍算法的调零矢量 SVPWM 控制策略,对模块 2 坐标变换后的 d 轴、 q 轴、 z 轴电流都要进行控制,通过对模块 2 的零序电流采样,获得采样电流 i_{z2} ,然后依照前述最小拍算法计算出零矢量的修正因数 x_2 ,此时就可以按照图 3 所示的调制波形实时地对零矢量的分配进行调节,从而控制零序电流为 0。

5 基于前向解耦控制策略的电流控制器与均流控制

根据式(1)可知,单个三相 PWM 整流器在 dq 旋转坐标系数学模型中的 d 轴分量和 q 轴分量是相互耦合的,此时无法对系统的有功分量和无功分量进行单独调节^[16],因此控制性能相对较差,而且这会给电流环的设计增加难度,因此需要对其进行解耦处理。

依据式(1)可以得到单个三相 PWM 整流器在 dq 坐标系的电压和电流方程为:

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + u_d + Ldi_d/dt + \omega Li_q \\ e_q = Ri_q + u_q + Ldi_q/dt - \omega Li_d \end{cases} \quad (19)$$

其中, u_d 、 u_q 分别为单个三相 PWM 整流器交流侧的 d 、 q 轴电压分量, $u_d = S_d u_{dc}$, $u_q = S_q u_{dc}$ 。如果令:

$$\begin{cases} u_d = e_d - \omega Li_q - \delta u_d \\ u_q = e_q + \omega Li_d - \delta u_q \end{cases} \quad (20)$$

δu_d 和 δu_q 由电流的实际采样值和给定值进行 PI 调节得到,即有:

$$\begin{cases} \delta u_d = (k_p + k_i/s)(i_d^* - i_d) \\ \delta u_q = (k_p + k_i/s)(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (21)$$

综合式(19)~(21)可以得到电流完全解耦的线性模型,状态方程可以表示为:

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} (k_p + k_i/s) - R & 0 \\ 0 & (k_p + k_i/s) - R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{k_p + k_i/s}{L} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (22)$$

从式(22)可以看出,这种前馈解耦控制方案可以实现 dq 坐标系中 i_d 和 i_q 的解耦,从而可以对有功、无功分量进行单独调节与控制,基于前馈解耦控制的单个三相 PWM 整流器的系统控制框图如图 5 所示。在进行坐标变换的时候,将电网电压矢量与 d 轴重合,根据瞬时无功功率理论,控制 i_d 就可以控制系统的有功功率,控制 i_q 就可以控制系统的无功功率或者功率因数^[8-9],在此,为了实现系统的单位

功率因数运行,设置 q 轴电流给定值 $i_q^* = 0$ 。图 5 所示的控制系统实际上是一个电压电流双闭环的控制系统,电压外环实现三相 PWM 整流器的稳定直流电压输出,电流内环实现指令电流的随动控制。

在两并联三相 PWM 整流器中,2 个整流器模块的参数不一致极易造成外特性的不同,进而会造成 2 个模块的输出电流不能平均分配,如一个模块输出大电流,另一个输出小电流,甚至无电流输出,对于输出大电流的整流器而言,功率管器件热应力大,容易烧坏,影响系统的可靠性。两并联 PWM 整流器具有共同的负载,所以 2 个整流器模块输出的电压不相等是造成其输出电流不相等的主要原因。为了能够在两整流器模块间实现均流,需要通过对 2 个模块的输出电压进行调节,从而能间接地实现对整流器输出电流的调整。目前常用的两并联整流器均流控制策略中,外特性下垂的并联控制策略不适用于大功率、高性能场合,系统的稳定程度不高,受器件参数变化影响较大;主从并联控制策略对主模块有一定的依赖性,两并联 PWM 整流器系统没有冗余性,可靠性比较低;最大电流自动主从均流策略由于主从模块的不确定性,容易发生主从 PWM 整流器模块的交替,造成输出电压交替变化,会在一定程度上影响系统的稳定性。

本文采用一种基于公共电压调节器的两并联 PWM 整流器并联控制策略,如图 5 所示。该控制策略是将两并联 PWM 整流器控制系统中的电压外环 PI 调节器外置,形成一个两并联 PWM 整流器共用的电压环 PI 调节器,该控制策略通过对负载侧输出电压的检测,与给定电压进行比较后,所得差值经过 PI 调节,得到的调理信号作为 2 个 PWM 整流器公共的 d 轴给定信号 i_d^* ,2 个 PWM 整流器的电流控制器都以其为给定值,控制 2 个 PWM 整流器实时跟随电压外环给定值的变化,从而能在确保对有功功率进行控制的同时,能保证 2 个 PWM 整流器的电流大小相等、与电网电压相位相同,而且由于两并联 PWM 整流器共用同一个电压外环调节器,所以能够确保 PWM 整流器输出一致的直流电压,从而最大限度地保证了 2 个整流器模块工作在相同的工作状态,避免两模块间环流的产生,实现均流控制。与前述均流控制方法相比,该控制策略可以同时实现精确的电压调节和并联均流,不存在对主 PWM 整流器模块的依赖性,控制简单,调试方便,具有冗余性能,可为两并联 PWM 整流器的可靠运行提供技术保障。该控制方法亦可推广到 n 个三相 PWM 整流器并联的情况,相当于给 n 个整流器提供共同的 d

轴给定信号 i_d^* 。

6 仿真与实验

为了对理论分析的正确性以及所提出的双闭环控制策略的有效性进行验证,在 Simulink 中搭建了两并联三相 PWM 整流器的仿真模型,主要仿真参数如下:网侧交流线电压为 270 V/50 Hz,直流侧输出的直流电压为 450 V,开关频率为 2 kHz,直流侧滤波电容为 2 200 μF ,电压外环 PI 调节器参数为 $k_p = 0.55$ 、 $k_i = 10.6$,电流内环 PI 调节器参数为 $k_p = 62$ 、 $k_i = 102$,零序电流环采用的 PI 调节器参数为 $k_p = 0.55$ 、 $k_i = 205$ 。为了便于对比,本文对采用常规 PI 控制的零序环流抑制器和采用最小拍算法的零序环流抑制器进行了对比仿真与实验。

当并联模块参数不一致时,如果系统能实现良好的均流、环流控制,那么在并联模块参数一致时效果会更佳,所以本文主要针对电感参数不一致时的情况进行了实验验证,同时为了验证图 4 所示最小拍控制策略的有效性,针对电感参数变化对系统的影响也进行了实验验证。

图 6 给出了交流侧电感值为 $L_1 = 7 \text{ mH}$ 、 $L_2 = 4.5 \text{ mH}$ 时,未采取环流抑制措施、采用传统 PI 环流抑制器和采用基于最小拍算法的环流抑制器时 a_1 相电流、 a_2 相电流和环流仿真波形,可以看出,两并联三相 PWM 整流器电感参数不一致时,如果不采取任何环流抑制措施,电感值的差异会使两并联三相 PWM 整流器的环流幅值达到 5 A 左右, a_1 相电流、 a_2 相电流存在畸变。从图 6(b) 和 6(c) 可以看出,在电感参数不一致时,采用传统 PI 零序环流抑制器和采用最小拍算法的零序环流抑制器都能抑制系统的零序电流,零序环流的幅值大幅减小;采用 PI 控制器虽然可以在一定程度上抑制两并联 PWM 整流器的环流, a_1 相电流、 a_2 相电流的 THD 为 3.43%,但是随着两并联 PWM 整流器电感不一致度的增加,并联 PWM 整流器模块间的环流抑制效果越来越差;采用最小拍算法的零序环流抑制器对零序环流的抑制效果更加明显, a_1 相电流、 a_2 相电流的 THD 为 1.15%,在保证两并联 PWM 整流器输出电流平衡的同时,能够减小交流侧电流波形的畸变,相比采用 PI 控制器能获得更好的零序环流抑制效果。

为了进一步对两并联三相 PWM 整流器环流控制策略的有效性和正确性进行验证,在所搭建的实验平台上进行实验验证。主要实验参数和仿真参数相同。首先对一台单个三相 PWM 整流器进行实验,三相 PWM 整流器的交流侧电压、电流和直流输

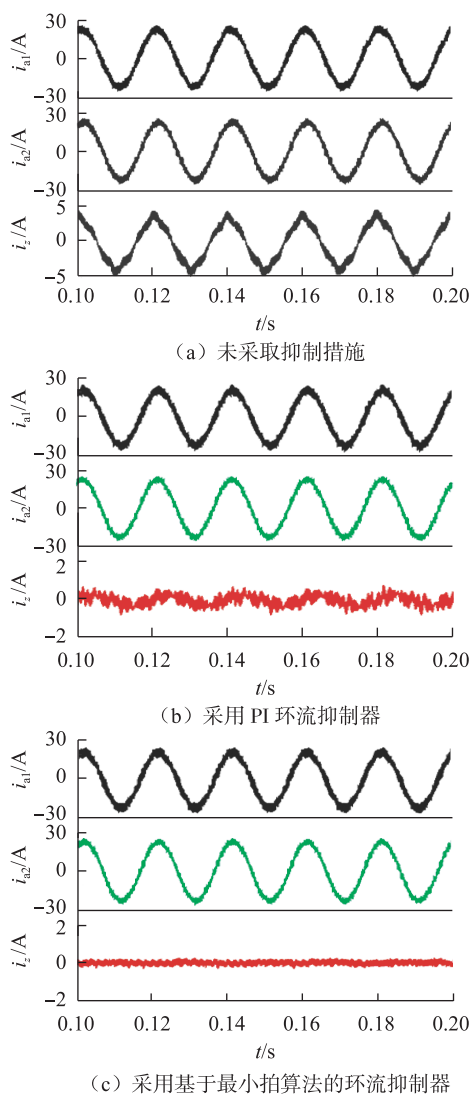


图 6 电感参数不一致时的电流仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of current with different inductance values

出电压实验波形如图 7 所示。在电源电压畸变率为 3.25% 的情况下,电流 THD 为 1.05%,由于采用了 $i_q = 0$ 控制,系统功率因数为 0.99,实现了单位功率因数控制,直流输出电压稳定在 451 V 左右,三相电流互差 120° 电角度,均为正弦波,幅值大小一样。

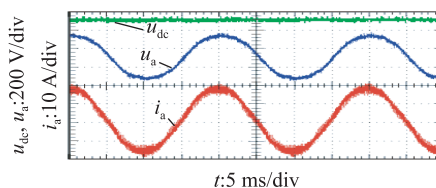


图 7 单三相 PWM 整流器实验波形

Fig.7 Waveforms of three-phase rectifier

图 8 给出了交流侧电感值为 $L_1 = L_2 = 7 \text{ mH}$ 时,未采取环流抑制措施、采用传统 PI 环流抑制器、采用基于最小拍算法的环流抑制器时两并联三相

PWM 整流器 a_1 相电流、 a_2 相电流和环流实验波形。图 8(a) 中两模块电流的 THD 分别为 12.13% 和 11.78%, 二者的电流畸变程度相当; 图 8(b) 中两模块电流的 THD 分别为 5.24% 和 5.53%; 图 8(c) 中两模块电流的 THD 分别为 3.14% 和 3.26%。由图 8 可以看出, 在电感参数一致时, 不管是采用 PI 环流抑制器还是采用基于最小拍算法的环流抑制器, 都能有效地抑制两并联三相 PWM 整流器的环流, 实现良好的控制性能, 而且采用最小拍环流抑制措施的控制效果略好于采用 PI 控制器抑制措施。

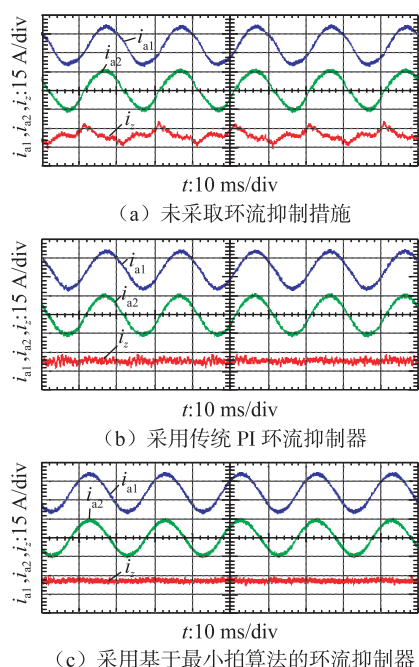


图 8 电感参数一致时的电流实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of current with same inductance values

图 9 给出了交流侧电感值为 $L_1 = 7 \text{ mH}$ 、 $L_2 = 4.2 \text{ mH}$ 时, 未采取环流抑制措施、采用传统 PI 环流抑制器、采用基于最小拍算法的环流抑制器时 a_1 相电流、 a_2 相电流和环流实验波形。由图 9(a) 可以看出, 在电感参数不一致时, 如果不采取任何环流抑制措施, 两并联三相 PWM 整流器 a_1 相电流、 a_2 相电流会发生严重的波形畸变, 两模块电流的 THD 分别为 28.93% 和 32.44%。由图 9(b) 和图 9(c) 可以看出, 采用传统 PI 环流抑制器对两并联三相 PWM 整流器的环流有一定的抑制效果, 但是两并联三相 PWM 整流器 a_1 相电流、 a_2 相电流的波形仍会存在一定程度的畸变, 两模块电流的 THD 分别为 7.98% 和 8.62%, 无法有效地消除两并联三相 PWM 整流器模块间的环流; 而采用基于最小拍算法的环流抑制器时, 控制系统对环流的抑制效果相当优异, 两模块电

流的 THD 分别为 5.33% 和 5.87%。基本上消除了电感参数不一致对系统的影响, 保证了两并联三相 PWM 整流器模块间的输出电流平衡, 此时系统的输出电压稳定在 451 V, 实现了稳定的直流输出。

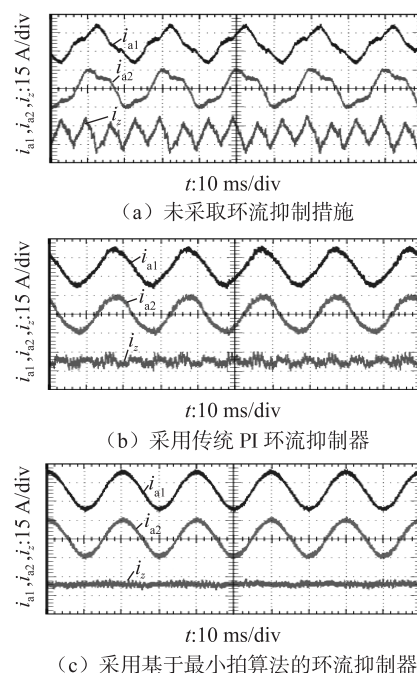


图 9 电感参数不一致时的电流实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of current with different inductance values

7 结论

本文针对两并联三相 PWM 整流器设计了一种电压电流双闭环控制策略, 实现了并联系统的均流与环流控制。

依据单个三相 PWM 整流器和两并联三相 PWM 整流器的数学模型, 分析了系统参数对两并联三相 PWM 整流器零序环流的影响和环流抑制原理。针对环流抑制, 设计了一种调零矢量七段对称式 SVPWM 控制策略, 并给出了最小拍算法环流抑制器的设计思路与方法, 通过调节两并联 PWM 整流器中 2 个模块的零序占空比之差, 实现对零序电流的抑制。在所设计的电压外环、电流内环双闭环控制系统中, 电流内环采用电流解耦前馈控制策略, 电压外环采用公共电压调节器, 为两并联三相 PWM 整流器两独立控制系统提供电流给定值 i_d^* , 实现两并联系统的均流控制。

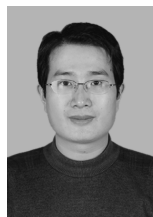
仿真与实验结果表明: 所设计两并联三相 PWM 整流器的环流、均流控制系统能获得良好的控制效果, 与采用传统 PI 零序环流抑制器系统相比, 所设计的控制方案能有效地抑制电感参数不一致对两并

联三相 PWM 整流器的影响,能获得更好的环流与均流控制效果。该控制方法可以推广到 n 个三相 PWM 整流器并联的场合中,控制时将最上边的 $n-1$ 个整流器模块作为一个单独的模块,通过第 n 个模块来实现环流的抑制即可。

参考文献:

- [1] YANG Jie, HE Zhiyuan, TANG Guangfu, et al. DC voltage compensation strategy for parallel hybrid multilevel voltage-source converter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 465-474.
- [2] 屠勇, 苏建徽, 杜燕, 等. 基于虚拟振荡器的微网逆变器并联系统分析[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(9): 24-30.
TU Yong, SU Jianhui, DU Yan, et al. Analysis of microgrid inverter paralleling system based on virtual oscillator [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(9): 24-30.
- [3] 张学广, 陈佳明, 马彦, 等. 电网不平衡情况下三相 PWM 变换器并联控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 139-144.
ZHANG Xueguang, CHEN Jiaming, MA Yan, et al. Control strategy for parallel connection systems of three-phase pwn converters in unbalanced grid condition [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 139-144.
- [4] 张学广, 陈佳明, 张文杰, 等. 并联三相 PWM 变换器零序环流带宽扩展[J]. 电工技术学报, 2015, 30(18): 69-75.
ZHANG Xueguang, CHEN Jiaming, ZHANG Wenjie, et al. Circulating current loop bandwidth expansion for parallel three-phase PWM converter connection system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(18): 69-75.
- [5] 胡维昊, 王跃, 姚为正, 等. 直驱型变速恒频风力发电系统中零序环流的研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 99-105.
HU Weihao, WANG Yue, YAO Weizheng, et al. Zero-sequence current in direct drive variable-speed constant-frequency wind energy conversion systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 99-105.
- [6] 徐志英, 许爱国, 谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
XU Zhiying, XU Aiguo, XIE Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 36-41.
- [7] 郑忠玖. 三相电压型 PWM 整流器控制策略及应用研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2011.
ZHENG Zhongjiu. Research on control strategies and application of three-phase voltage source PWM rectifier [D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2011.
- [8] 朱翀, 曾志勇, 赵荣祥. 电流品质优化的容错型三相四开关逆变器载波调制算法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(5): 40-47.
ZHU Chong, ZENG Zhiyong, ZHAO Rongxiang. Carrier-based modulation algorithm of fault-tolerant three-phase four-switch inverter for better current performance [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5): 40-47.
- [9] 杜吉飞, 赵红雁, 郑琼林. 三相 PWM 整流器开关模式逻辑电流控制[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(2): 78-82.
DU Jifei, ZHAO Hongyan, ZHENG Trillion Q. Switching pattern logic current control for three-phase PWM rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2): 78-82.
- [10] SATO Y, KATAOKA T. Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers [J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1995, 142(4): 246-254.
- [11] 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.
- [12] MAZUMDER S K. Continuous and discrete variable structure controls for parallel three-phase boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 340-354.
- [13] 张学广, 王瑞, 徐殿国. 并联型三相 PWM 变换器环流无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 31-37.
ZHANG Xueguang, WANG Rui, XU Dianguo. A dead-beat control strategy for circulating-current in parallel connection systems of three-phase PWM converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 31-37.
- [14] CHEN Wei, XIAO Fei, LIU Jilong, et al. Study on the topology of three-phase inverter systems based on parallel-connected bridges [C] // 2013 International Conference Proceedings on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC). Shenyang, China: IEEE, 2013: 3678-3682.
- [15] 颜湘武, 肖志恒. 基于空间矢量调制的非隔离型 V2G 系统共模电流抑制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(9): 46-55.
YAN Xiangwu, XIAO Zhiheng. Common-mode current suppression based on space vector modulation for transformer-less V2G system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(9): 46-55.
- [16] GUAN Yajuan, VASQUEZ J C, GUERRERO J M, et al. Small-signal modeling, analysis and testing of parallel three-phase-inverters with a novel autonomous current sharing controller [C] // 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, USA: IEEE, 2015: 571-578.
- [17] WANG Z T, CHANG L C. A DC voltage monitoring and control method for three-phase grid-connected wind turbine inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1118-1125.
- [18] 凌文青, 祝龙记, 杨盼盼. 逆变器并联系统均流控制策略的研究[J]. 电气技术, 2016(4): 17-19.
LING Wenqing, ZHU Longji, YANG Panpan. The research of flow control strategy in inverter parallel system [J]. Electrical Engineering, 2016(4): 17-19.

作者简介:



张厚升

张厚升(1976—),男,山东临沂人,副教授,博士,通信作者,研究方向为电力电子技术,在电力系统中的应用(E-mail: zhseda@163.com);

张磊(1979—),男,山东平阴人,工程师,研究方向为电力系统分析、稳定和控制在等(E-mail: pylin@163.com)。

(下转第168页 continued on page 168)

荆 龙(1977—),男,河北邢台人,副教授,博士研究生导师,主要研究方向为新能源发电以及柔性直流输电技术(E-mail:ljing@bjtu.edu.cn);

刘京斗(1975—),男,河北栾城人,工程师,通信作者,主要从事新能源发电技术方面的研究工作(E-mail:jdlou@bjtu.edu.cn)。

Circulating current suppressing strategy of modular multilevel converter in sub-module fault-tolerant control mode based on virtual resistor

WU Wen¹, WU Xuezhi^{1,2}, JING Long¹, LIU Jingdou¹, WANG Shuai¹, LI Jinke¹

(1. National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Collaborative Innovation Center of Electric Vehicles in Beijing, Beijing 100044, China)

Abstract: Aiming at the problem of circulating current suppressing of MMC (Modular Multilevel Converter) in sub-module fault-tolerant control mode, the fault characteristics are analyzed, and the advantages of quasi PR (Proportion Resonance) control for it are pointed out. The circulating current suppressor with quasi PR controller is modified and a fault-tolerant circulating current suppressing strategy with a virtual resistor feedforward compensation is proposed. It ensures the circulating current suppress and improves the response speed of the entire controller by introducing the virtual resistor, which makes the peak value of the DC and circulating current limited quickly and effectively in periods of sub-module fault. The performance of the entire system is optimized and verified through simulations and experiments to prove the feasibility and effectiveness of the control strategy.

Key words: MMC; sub-module; virtual resistor; circulating current; fault-tolerant; control; failure analysis; quasi proportion resonance control

(上接第 160 页 continued from page 160)

Circulating current suppressing and current balancing for two parallel three-phase PWM rectifiers

ZHANG Housheng¹, ZHANG Lei², JIANG Jishun¹, JI Hua¹

(1. College of Electrical & Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255049, China;

2. State Grid Pingyin Power Supply Company, Ji'nan 250400, China)

Abstract: The mathematical model of two parallel three-phase PWM (Pulse Width Modulation) rectifiers is established, and the influence of system parameters on the zero sequence circulating current is analyzed in detail. The dual-loop control system for output current balance and circulating current suppression is designed. Based on adjusting zero vector principle, a seven-stage symmetrical SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) control strategy is presented, and a minimum beat zero sequence circulating current suppressor is designed to suppress the circulating current by adjusting the zero vector in real time. The inner current loop applies the current decoupling feedforward control strategy to achieve unity power factor, and the outer voltage loop applies the common voltage PI regulator to achieve output current balance control. There is no communication between the parallel modules, and the control methods are simple and reliable. Simulative and experimental results show that, the minimum beat circulating current suppressor can effectively suppress the circulating current, and the designed control strategy can eliminate the interference of inductance unbalance on the two parallel three-phase PWM rectifiers and achieve the control of the circulating current and current balance.

Key words: three-phase PWM rectifier; circulating current; SVPWM; minimum beat algorithm; electric current control