

并联脉宽调制整流器非线性 L_2 增益环流抑制控制

谷志锋^{1,2†}, 王会勇³, 朱长青², 王文婷²

(1. 石家庄铁道大学 电气与电子工程学院, 河北 石家庄 050043;

2. 军械工程学院 车辆与电气工程系, 河北 石家庄 050003; 3. 河北科技大学 电气与信息学院, 河北 石家庄 050054)

摘要: 针对由于模型参数分散和外部干扰引起的并联脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器环流问题, 提出了最优 L_2 增益电流内环控制与非线性 L_2 增益零序环流外环控制相结合的控制方法. 最优 L_2 增益电流内环控制不仅可以实现干扰对输出的增益最小, 还可以灵活实现并联PWM整流器之间的功率平移. 非线性 L_2 增益零序环流外环控制可以有效抑制由于模型参数不确定和外部干扰引起的环流问题. 并联PWM整流器双环 L_2 增益控制仿真结果表明: 相对于传统的比例积分控制方法, 该方法可以明显降低并联PWM整流器之间的环流, 并可提高并联PWM整流器的供电品质, 对于增强系统的稳定性具有重要意义.

关键词: 最优 L_2 增益控制; 非线性 L_2 增益控制; 并联PWM整流器; 环流抑制; 双闭环控制; 零序电流抑制

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Circulating-current nonlinear L_2 -gain attenuation control of parallel pulse width modulation rectifiers

GU Zhi-feng^{1,2†}, WANG Hui-yong³, ZHU Chang-qing², WANG Wen-ting²

(1. School of Electrical and Electronics Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang Hebei 050043, China;

2. Vehicles and Electrical Engineering Department, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang Hebei 050003, China;

3. Information College, Hebei University of Technology, Shijiazhuang Hebei 050054, China)

Abstract: For the circulating-current restrain in parallel pulse width modulation (PWM) rectifiers caused by the uncertain model parameters and external disturbances, the new control method, composed by the optimal L_2 -gain current inner loop control and the zero sequence current outer loop control, is proposed. The optimal L_2 -gain current inner loop control not only can realize the minimum gain of the disturbance to the output, but also can achieve the power transfer between the parallel PWM rectifiers. The zero sequence current outer loop control can restrain the circulating-current caused by the uncertain parameters and the disturbances. The simulation results of the parallel PWM rectifiers shows that comparing with the traditional proportional-integral control method, the new two loop L_2 -gain control method can significantly reduce circulating-current between the parallel PWM rectifiers and improve the power supply quality, which is important to improve the stability of the power system.

Key words: optimal L_2 -gain control; nonlinear L_2 -gain control; parallel PWM rectifiers; circulating-current restrain; two loop control; zero sequence current restrain

1 引言(Introduction)

随着舰船全电化、电磁弹射、电磁炮、电磁防护等技术发展, 直流独立电力系统中电能的有效集成和稳定应用越来越引起关注^[1-3], 其中多个脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器的并联是实现直流独立电力系统构建的关键^[4-5].

受PWM整流器自身物理参数分散、武器装备冲击动作和战场环境下电磁脉冲干扰等影响, 此PWM整流器将存在强的参数不确定性^[6-7]和干扰影响^[8-10].

目前, 武器装备性能的提升对PWM整流器的并联稳定控制能力提出了更高的要求, 而环流抑制是其中重要的一项研究内容. 由于并联PWM整流器的电路参数不同, 即使采用相同的触发信号, 也会产生较小的零序电压分量. 零序电压通过环流通道的附加电阻, 产生零序电流, 由于线路的附加电阻很小, 因此较小的零序电压也会产生很大的零序环流. 零序环流在整流器间流动的过程中, 会使电源端电压畸变, 增加系统损耗, 严重时还会烧毁功率开关器件^[7-10].

收稿日期: 2017-02-11; 录用日期: 2017-07-13.

†通信作者. E-mail: gzfgohappy@163.com; Tel.: +86 18032407281.

本文责任编辑: 丛爽.

国家自然科学基金项目(51407196), 河北省自然科学基金面上项目(E2017506007)资助.

Supported by National Nature Science Foundation of China (51407196) and Hebei Nature Science Foundation (E2017506007).

抑制零序环流的方法归纳起来主要有以下两种: 一种是通过改进系统硬件结构, 例如在交流侧添加隔离变压器、采用独立的直流母线等, 从而阻断环流通路, 完全消除零序环流^[11-12]; 一种是通过软件抑制, 即通过设计适当的控制器, 抑制零序环流。采用硬件抑制时, 通常系统的体积和成本都相应增加, 不利于实际应用。目前对零序环流进行软件抑制已经成为并联三相PWM整流器的研究热点。文献[4]提出了环流无差拍控制, 实现了并联系统的冗余, 并且取得了较好的控制效果。文献[8]采用等速趋近率方式设计了滑模变结构环流抑制方法, 设计实现简便, 控制物理含义明确, 但是并未考虑系统的外部干扰和物理参数分散所造成的模型不确定性。文献[9]采用逆系统反馈线性化的方法, 通过设计积分逆系统, 构造出解耦的伪线性系统, 并采用极点配置方法, 对伪线性系统进行设计, 实现了环流抑制控制, 但该方法同样未考虑系统模型存在的外部干扰和不确定性。文献[13-14]提出了变零矢量的零序环流PI控制策略, 这种方法算法简单, 且只需要在原基础上添加一个PI环节, 但当各整流器给定的整流功率不相等时, 便失去了相应的控制效果。文献[15]采用载波移相并联技术, 降低了系统的输出电流的高频谐波含量, 但开关损耗也相应增大。文献[16]采用双载波正弦波脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)方式, 减少了3个并联PWM整流器之间由零序电压造成的环流, 提出了一种新的并联PWM整流器开关状态设计方法。文献[17]采用检测直流母线中点电压的方式, 通过采集由零序电流体现的零序电压分量, 实施并联整流器独立控制, 提高环流抑制效果。

上述软件抑制零序环流的各类方法中, 大多依赖精确的PWM整流器模型, 很少考虑模型存在的不确定性和外部干扰, 因此控制效果具有较大的局限性。 L_2 增益控制可以抑制由控制系统内部参数不确定性和外部干扰引起的扰动^[18-19], 并在保证干扰至控制输出增益小于设定值的同时, 还可以实现系统的鲁棒稳定, 因此, 并联PWM整流器环流抑制的 L_2 增益控制为提高直流独立电力系统静态、暂态稳定控制能力, 提供了一种直接、有效的方法。

本文基于 L_2 增益控制的上述优点, 同时结合反馈线性化方法, 采用双环控制方式, 使并联三相PWM整流器的零序环流得到较好地抑制。基于 L_2 增益控制的并联PWM整流器环流抑制仿真结果表明: 该双环控制方法充分保留了控制系统的非线性本质特征, 在参数变化和外部干扰等不确定性存在的情况下, 依然能很好的保持系统的动态稳定, 且该控制方法还能有效实现并联PWM整流模块间的功率平移。

2 并联整流器环流抑制分析(Analysis of circulating-current attenuation in parallel rectifiers)

2.1 含不确定项的整流器模型(Uncertain model of the rectifier)

三相电压型并联PWM整流器的拓扑结构如图1所示。

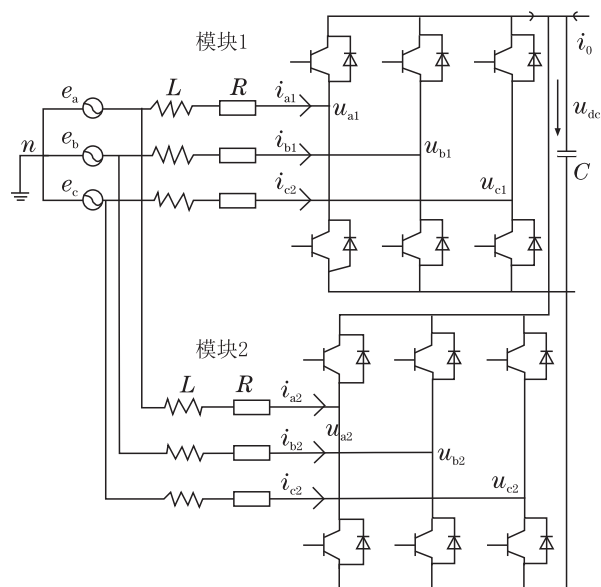


图1 并联PWM整流器拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of parallel PWM rectifier

图1中: e_a, e_b, e_c 为电源侧相电压, i_a, i_b, i_c 为交流侧各相电流, u_a, u_b, u_c 为整流器交流侧输入电压, u_{dc} 代表直流侧电压, u_n 为中性点电压, i_0 为负载电流, L 为滤波电感, R 为系统线路附加电阻, C 为直流侧稳压电容, 令直流侧的负极为系统电压参考点。

当每相上桥臂开通时, 整流器交流侧输入电压 u_{ni} 和电容电压满足

$$u_{ni} = d_{ni} u_{dc}, \quad n = a, b, c, \quad i = 1, 2, 3, \quad (1)$$

其中 d_{ni} 为每相上桥臂的开通占空比。

考虑到 C, L, R 的参数分散造成的不确定, 在三相静止坐标系下, 采用占空比描述的并联PWM整流器数学模型可表示为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} u_{dc} + \varepsilon_1, \quad (2)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} -$$

$$\begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} u_{dc} + \varepsilon_2, \quad (3)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = [d_{a1} \ d_{b1} \ d_{c1}] [i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1}]^T + [d_{a2} \ d_{b2} \ d_{c2}] [i_{a2} \ i_{b2} \ i_{c2}]^T + i_0 + \varepsilon_3, \quad (4)$$

其中: $\varepsilon_1 = [\varepsilon_{a1} \ \varepsilon_{b1} \ \varepsilon_{c1}]^T$, $\varepsilon_2 = [\varepsilon_{a2} \ \varepsilon_{b2} \ \varepsilon_{c2}]^T$ 综合表示了参数不确定和外部电磁干扰等所造成的影响。

由于并联整流器存在环流通道, 且并联PWM整流器的模型参数存在差异, 所以会在并联PWM整流器间产生的零序环流 i_z , 且并联PWM整流器间的环流大小相等, 方向相反, 由此可得

$$i_z = i_{z1} = -i_{z2}, \quad (5)$$

其中 $i_{zn} = i_{an} + i_{bn} + i_{cn}$, $n = 1, 2$.

设零序电流的占空比为

$$i_{zn} = i_{an} + i_{bn} + i_{cn}, \quad (6)$$

其中 $n = 1, 2$.

采用变换矩阵式

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{dqz} = \mathbf{T} \mathbf{X}_{abc}, \\ [x_d \ x_q \ \frac{x_z}{\sqrt{3}}]^T = \mathbf{T} [x_a \ x_b \ x_c]^T, \\ \mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (7)$$

由式(1)–(6)可得并联PWM整流器 dqz 模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} u_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \bar{\varepsilon}_1, \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} u_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \bar{\varepsilon}_2, \quad (9)$$

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R}{L} i_z - \frac{\Delta d_z u_{dc}}{2L} + \frac{u_{dc}}{2L} \bar{\varepsilon}_3, \quad (10)$$

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} ([d_{d1} \ d_{q1}] [i_{d1} \ i_{q1}]^T + i_0 + [d_{d2} \ d_{q2}] [i_{d2} \ i_{q2}]^T + \frac{\Delta d_z}{3} i_z) + \frac{i_z}{3C} \bar{\varepsilon}_4, \quad (11)$$

其中

$$d_{z1} - d_{z2} = \Delta d_z. \quad (12)$$

2.2 并联整流器环流抑制原理(Principle of circulating current attenuation in parallel rectifiers)

对于并联的整流器采用相同的7段式SVPWM调制方式, 由式(9)可知: 控制两模块零序占空比的差值, 便可以控制零序环流的变化率. 为控制并联系统中存在的零序环流, 同时又不影响 dq 轴的矢量分配, 通过控制零矢量的分配, 可实现零序环流的抑制.

在SVPWM调制方式下, 每个PWM周期内的电压矢量都可以由两个非零矢量 $V_i (i=1, 2, \dots, 6)$ 和两个零矢量 $V_i (i=0, 7)$ 合成. 设两个非零矢量占空比分别为 d_1, d_2 , 两个零矢量占空比之和为 d_0 , 则存在

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2. \quad (13)$$

在一个PWM周期中, 设零矢量 V_0, V_7 的作用时间分别为 $(0.5+k)d_0T, (0.5-k)d_0T$; k 为修正系数, 且 $|k| \leq 0.5$. 各矢量的占空比关系如图2所示.

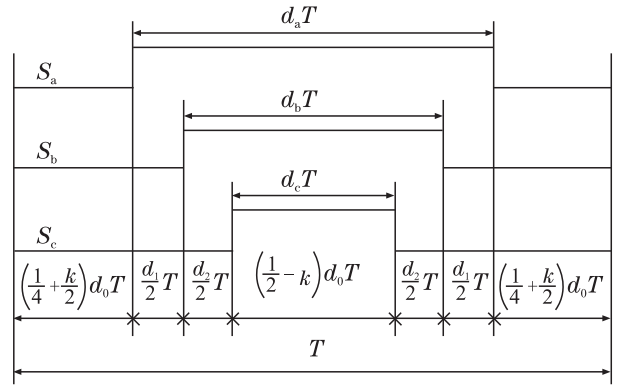


图2 矢量占空比关系图

Fig. 2 Duty cycle relation graph of vectors

由图2可知

$$\begin{aligned} d_z &= d_a + d_b + d_c = \\ &= (d_1 + d_2 + \frac{d_0}{2} - k) + (d_2 + \frac{d_0}{2} - k) + (\frac{d_0}{2} - k) = \\ &= d_1 + 2d_2 + \frac{3d_0}{2} - 3k. \end{aligned} \quad (14)$$

结合式(13)–(14)可得

$$\begin{aligned} \Delta d_z &= d_{z1} - d_{z2} = \\ &= (d_{11} + 2d_{12} + \frac{3d_{10}}{2} - 3k_1) - \\ &= (d_{21} + 2d_{22} + \frac{3d_{20}}{2} - 3k_2), \end{aligned} \quad (15)$$

其中: d_{i1}, d_{i2} 为两整流器的非零矢量占空比, d_{i0} 为零矢量占空比, k_i 表示零序矢量占空比的修正系数.

由于环流大小相等、方向相反, 因此控制其中一个模块中的零序环流就能相应地控制整个系统的环流. 当对PWM整流器1进行零序环流控制时, 可令 $k_2 = 0$,

结合式(13)–(15)得

$$\Delta d_z = \frac{1}{2}(-d_{11} + d_{12} + d_{21} - d_{22} - 6k_1), \quad (16)$$

令 $\Delta d_{12} = -d_{11} + d_{12} + d_{21} - d_{22}$, 由式(16)可得

$$\Delta d_z = \frac{1}{2}(\Delta d_{12} - 6k_1). \quad (17)$$

3 基于 L_2 增益控制的环流抑制双环控制(Circulating-current two loop L_2 -gain attenuation control)

由于式(7)–(8)中不含有零序分量, 且两式结构相同, 而式(9)–(10)均与零序分量相关, 因此可将式(7)–(10), 分别组成两个子系统进行控制规律设计. 其中式(7)–(8)构成 dq 轴上电流内环子系统, 式(9)–(10)为零序电流环子系统.

3.1 dq 轴电流内环控制律设计(Control law design of current inner loop)

取

$$\begin{cases} u_d = d_d u_{dc}, \\ u_q = d_q u_{dc}, \end{cases} \quad (18)$$

由式(8)(18)得仿射非线性系统模型

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})\mathbf{u}_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\mathbf{u}_2 + \bar{\mathbf{e}}_1, \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}), \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (19)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= [e_d - u_d \ 0]^T, \quad \mathbf{u}_2 = [0 \ e_q - u_q]^T, \\ \mathbf{x} &= [x_1 \ x_2]^T = [i_d \ i_q]^T, \quad h_1(\mathbf{x}) = x_1 - i_{dref}, \\ h_2(\mathbf{x}) &= x_2 - i_{qref}, \\ \mathbf{g}_1 &= [\frac{1}{L} \ 0]^T, \quad \mathbf{g}_2 = [0 \ \frac{1}{L}]^T, \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) &= [-\frac{Rx_1}{L} + \omega x_2 \ -\frac{Rx_2}{L} - \omega x_1]^T. \end{aligned}$$

由于式(19)的关系度集合为 $r = \{r_1, r_2\} = \{1, 1\}$, 即关系度总数与系统的维数相等 $r = n$, 因此满足精确反馈线性化条件. 根据反馈精确线性化理论选择坐标映射

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) \\ L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \quad (20)$$

选择相应的控制向量

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) u_1 \\ L_f^{r_2} h_2(\mathbf{x}) + L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) u_2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

由式(19)–(21)得到如下线性系统:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2 \begin{bmatrix} v_1 - z_1 \\ v_2 - z_2 \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1 \mathbf{w}_1, \quad (22)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} [z_1 \ z_2]^T, \quad (23)$$

其中: $\mathbf{A} = \mathbf{B}_2 = \mathbf{C} = [1 \ 1]^T$; $\mathbf{B}_1 = [1 \ 1]^T$; $\mathbf{w}_1$ 为 $\bar{\mathbf{e}}_1$ 坐标映射后的值.

为保持系统在平衡点 $\mathbf{z}_0 = [0 \ 0]^T$ 上稳定, 求解 Riccati 不等式

$$\begin{aligned} &\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \frac{1}{\gamma_1} \mathbf{P} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{P} - \\ &\mathbf{P} \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} + \mathbf{C} \mathbf{C}^T < 0. \end{aligned} \quad (24)$$

若存在非负解 $\mathbf{P}^*$, 则此时最优的控制策略 $\mathbf{v}^*$ 为

$$\mathbf{v}^* = -\mathbf{B}_2^T \mathbf{P}^* \mathbf{z}. \quad (25)$$

结合式(20)(24)可得最优控制律为

$$\mathbf{u}^* = \begin{bmatrix} u_1^* \\ u_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R x_1 - L \omega x_2 + L v_1^* \\ R x_2 + L \omega x_1 + L v_2^* \end{bmatrix}, \quad (26)$$

从而得到 dq 分量占空比的控制信号为

$$\begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{dc}} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{dc}} \begin{bmatrix} e_d - u_1^* \\ e_q - u_2^* \end{bmatrix}. \quad (27)$$

3.2 零序环流镇定反馈控制律设计(Control law design for zero sequence current restrain)

当式(11)取

$$P(M) = \frac{1}{C} ([d_{d1} \ d_{q1}] \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + [d_{d2} \ d_{q2}] \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + i_0), \quad (28)$$

由式(27)可知: $P(M)$ 不断变化, 且当环流最终得到抑制时, 其值无限趋近于零.

将式(28)代入式(10)–(12)得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_3(\mathbf{x})\mathbf{w}_2 + \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\mathbf{u}, \\ y = h(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (29)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x_3 \ x_4]^T = [i_z \ u_{dc}]^T, \quad \mathbf{u} = \Delta d_z, \\ h(\mathbf{x}) &= x_3, \quad \mathbf{f}(\mathbf{x}) = [-\frac{Rx_3}{L} \ P(M)]^T, \\ \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) &= \mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = [-\frac{x_4}{2L} \ \frac{x_3}{3C}]^T. \end{aligned}$$

由于 PWM 整流器中电容、电感参数和理想设定值在运行的过程中不能保持绝对一致, 且输入电压存在小范围波动, 不能维持稳定的数值, 为将所有的这些干扰和不确定的因数归结为一项, 取干扰项为 $\mathbf{w}_2 = [\bar{\mathbf{e}}_3 \ \bar{\mathbf{e}}_4]^T$.

引理 1 设系统(29)满足如下条件^[20]:

1) 干扰输入通道和控制输入通道满足匹配条件

$$\mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\mathbf{g}_5(\mathbf{x}); \quad (30)$$

2) $(\mathbf{f}(\mathbf{x}), \mathbf{g}(\mathbf{x}))$ 是零状态可检测的;

3) 存在 $\alpha(\mathbf{x})$ 及 Lyapunov 函数 $V(\mathbf{X})$, 使得

$$\frac{\partial V(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\alpha(\mathbf{x})] \leq -\frac{1}{2} h^T(\mathbf{x}) h(\mathbf{x}) \quad (31)$$

成立. 对于给定的 $\gamma_2 > 0$, 对应的 L_2 增益控制律为

$$u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x}), \quad (32)$$

$$\beta(\mathbf{x}) = -\frac{1}{2\gamma_2^2} g_5(\mathbf{x}) g_5^T(\mathbf{x}) g_4^T(\mathbf{x}) \frac{\partial V(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \quad (33)$$

定理 1 对于系统(29), 当取

$$V(\mathbf{x}) = 10Lx_3^2 + \frac{3C}{2}x_4^2, \quad (34)$$

$$\alpha(\mathbf{x}) = \frac{CP(M)}{3x_3}, \quad (35)$$

$$R \geq 0.05 \Omega, \quad (36)$$

系统(29)的 L_2 增益控制律为式(32)和式(33).

证 对于系统(28), 干扰输入通道与控制输入通道满足匹配条件, 同时当 $y = 0$, $u = 0$ 时, 由式(10)(27)知

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (37)$$

成立, 因此系统(28)为零状态可检测. 当 $\alpha(\mathbf{x})$ 及Lyapunov函数 $V(\mathbf{x})$ 分别为式(34)和式(33)时可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\alpha(\mathbf{x})] = \\ [20Lx_3 \ 3Cx_4] \left[-\frac{Rx_3}{L} - \frac{CP(M)x_4}{6Lx_3} - \frac{10P(M)}{9} \right]^T = \\ -20Rx_3^2. \end{aligned} \quad (38)$$

由式(35)及 $h(\mathbf{x}) = x_3$ 可知

$$\frac{\partial V(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\alpha(\mathbf{x})] \leq -\frac{1}{2}h^T(\mathbf{x})h(\mathbf{x}). \quad (39)$$

由引理可知该定理得证.

由式(31)–(32), 可得 L_2 增益控制律为

$$\begin{aligned} u = \Delta d_z = \\ -\frac{1}{2\gamma_2^2} \left(\frac{Ri_z u_{dc}}{2L^2} + \frac{10P(M)i_z}{27C} + \frac{CP(M)u_{dc}^2}{12L^2 i_z} \right). \end{aligned} \quad (40)$$

由式(16)(38)可得到实时修正系数为

$$k_1 = \frac{1}{6}(-2\Delta d_z + \Delta d_{12}). \quad (41)$$

4 仿真结果与分析 (Simulation results and analysis)

为验证基于 L_2 增益控制并联PWM整流器环流抑制能力, 并与常规比例积分控制效果进行比较, 在电感参数分散不确定和负载不对称比例分担两种工作情况下, 分别进行仿真实验. 仿真参数为: 电源侧相电压有效值110 V, 直流母线电压500 V, 直流侧滤波电容5000 μF , 交流侧电感10 mH, 系统线路附加电阻0.4 Ω , 整流器PWM开关频率2 kHz, 初始负载100 Ω , 干扰抑制系数 $\gamma_1 = 0.2$, $\gamma_2 = 0.1$.

4.1 电感参数分散不确定时的仿真对比 (Simulation comparison with uncertain inductor parameters)

在实际运行过程中, 并联模块的电感参数不可能

完全相等, 为模拟滤波电感参数出现摄动情况下的控制效果, 设置 $L_1 = 20 \text{ mH}$, L_2 保持不变, 且并联PWM整流器各承担50%负载时, 分别采用常规比例积分控制和 L_2 增益控制两种方法, 其仿真结果如图3–4所示.

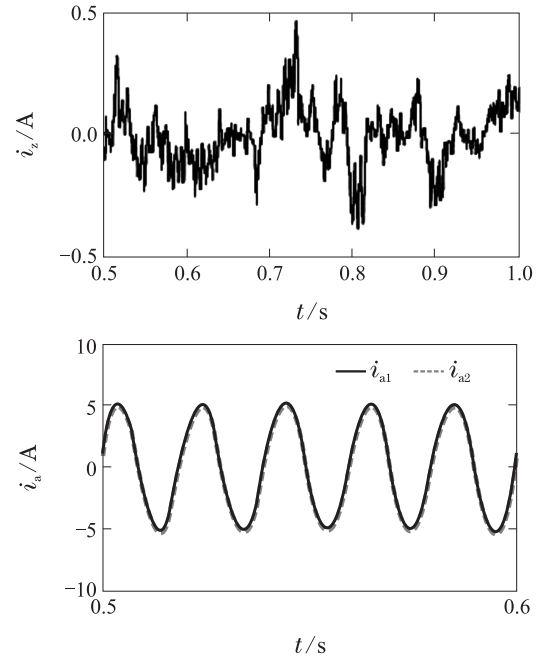


图3 电感不等时常规比例积分控制仿真结果

Fig. 3 Simulation results by traditional proportional-integral control method with different inductor parameters

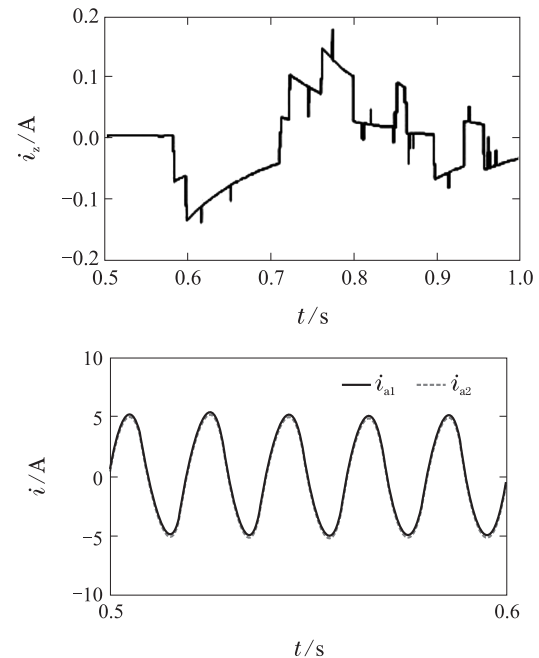


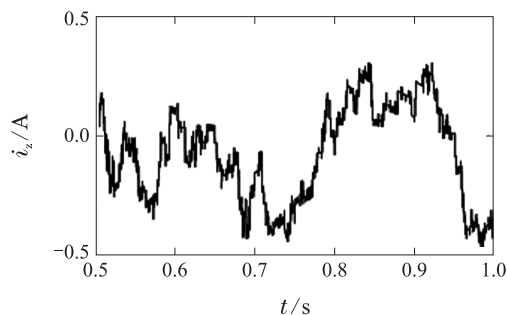
图4 电感不相等时 L_2 增益控制仿真结果

Fig. 4 Simulation results by L_2 -gain control with different

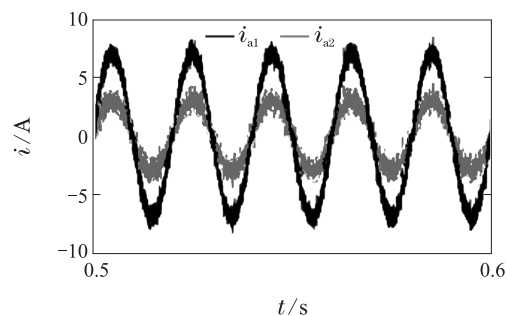
比较图3–4可知: 在存在电感参数较大分散不确定的条件下, 相对于常规比例积分控制方式, 采用 L_2 增益控制后, 环流波动范围由原来的0.5 A减小到0.2 A, 且并联PWM控制器输出电流波形更平滑, 供电品质更好.

4.2 负载不对称比例分担时的仿真对比(Simulation comparison with different loads of parallel rectifiers)

在一些特定场合, 例如并联PWM整流器的各自负载能力不同或者并联PWM整流器需要进行功率平移时, 通常需要各并联PWM整流器能够灵活跟踪电流指令. 在本仿真中, 保持与第4.1节中相同的负载总功率, 但增加PWM整流模块1负载功率, 设定PWM整流器模块1的相电流跟踪目标幅值为7 A, 大于第4.1节中的幅值5 A, 分别采用常规比例积分控制和 L_2 增益控制两种方法, 其仿真结果如图5—6所示.



(a) 零序电流

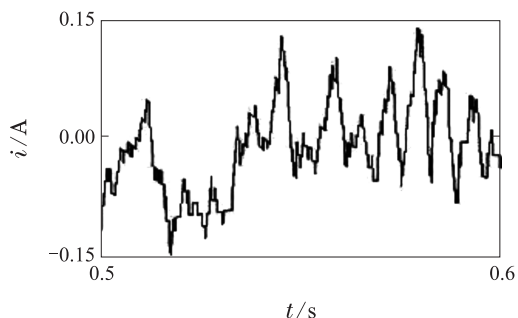


(b) 并联PWM整流器a相电流

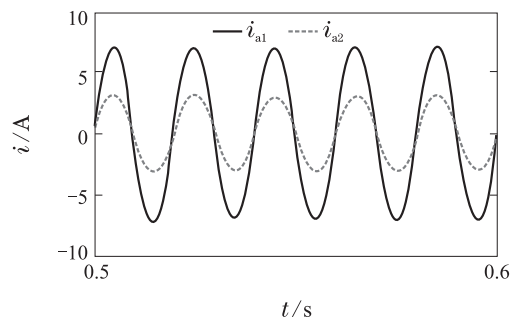
图5 负载不同时常规比例积分控制仿真结果

Fig. 5 Simulation results by traditional proportional-integral control method with different loads

比较图5—6可知: 在灵活给定负载电流跟踪值时, 相对于常规比例积分控制方式, 采用 L_2 增益控制后, 环流波动范围由原来的0.5 A减小到0.15 A, 且两个并联PWM控制器均具有较高的供电品质, 能够为武器装备用电需求提供较高的保证.



(a) 零序电流



(b) 并联PWM整流器a相电流

图6 负载不等时 L_2 增益控制仿真结果

Fig. 6 Simulation results by L_2 -gain control with different loads

5 总结(Conclusions)

本文针对并联三相PWM整流器的零序环流, 提出了一种 L_2 性能准则下的双环反馈镇定控制器. 在有效分析控制系统模型结构和环流抑制策略的基础上, 内环电流环控制基于了解Riccati不等式的方式, 实现了最优干扰抑制控制; 外环基于 L_2 性能准则, 给出了详细的控制律设计方法. 内外环 L_2 增益控制都可以有效适应系统的非线性、不确定的特征. 仿真结果表明: 相对于常规的比例积分控制, 本文提出的基于 L_2 增益控制的并联PWM整流器环流抑制控制方法在保证系统稳态运行的情况下, 能够显著降低环流波动幅度, 同时具有更好的供电品质, 对于适应有限直流独立电力系统中负载越来越高的用电质量需求提供了一种鲁棒性较高的并联PWM整流器环流抑制控制方法.

参考文献(References):

- [1] MA Weiming. Typical applications of power electronics in naval ship power systems [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(5): 1–7.
(马伟明. 电力电子在舰船电力系统中的典型应用 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 1–7.)
- [2] XUE Shimin, CHEN Chaochao, JIN Yi, et al. A research review of protection technology for dc distribution system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(18): 3114–3122.
(薛士敏, 陈超超, 金毅, 等. 直流配电系统保护技术研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 3114–3122.)
- [3] ZHANG Kemao. Study on the all-electric technology of land warfare platform [J]. *Journal of Academy of Armored Force Engineering*, 2011, 25(1): 1–7.
(臧克茂. 陆战平台全电化技术研究综述 [J]. 装甲兵工程学院学报, 2011, 25(1): 1–7.)
- [4] 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.
(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.)
- [5] ZHANG Li, SUN Kai, FENG Lanlan, et al. Parallel operation of non-Isolated full bridge inverters in grid-connected system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(7): 21–28.
(张犁, 孙凯, 冯兰兰, 等. 非隔离全桥并网逆变器并联运行系统 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 21–28.)

- [6] PAN C, LIAO Y. Modeling and coordinate control of circulating currents in parallel three-phase boost rectifiers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 52(2): 825 – 838
- [7] HU Xuesong, SUN Caixin, LIAO Yong, et al. The design of torque dynamic sliding mode controller in permanent magnet synchronous generator for wind turbine [J]. *Journal of Chongqing University*, 2011, 34(6): 57 – 62.
(胡雪松, 孙才新, 廖勇, 等. 永磁同步风力发电机转矩动态滑模控制器设计 [J]. 重庆大学学报, 2011, 34(6): 57 – 62.)
- [8] LIN Jianxin. Sliding mode control of parallel converters zero-sequence circulating current suppress technology [J]. *Proceedings of the CSU-EPSCA*, 2013, 25(4): 91 – 96.
(林建新. 滑模变结构并联变流器零序环流抑制技术 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(4): 91 – 96.)
- [9] LU Wei, LI Chunwen, XU Changbo. Inverse system method based decoupling control of shunt hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(8): 1145 – 1152.
(鲁伟, 李春文, 徐长波. 并联混合有源滤波器逆系统解耦控制 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(8): 1145 – 1152.)
- [10] DU Yunchao, SHAO Tianzhang, GU Zhifeng. Research on optimal H_∞ robust control of the three-phase PWM rectifier [J]. *Electric Drive*, 2015, 45(10): 41 – 45.
(杜运超, 邵天章, 谷志锋. 三相电压型PWM整流器最优 H_∞ 鲁棒控制研究 [J]. 电气传动, 2015, 45(10): 41 – 45.)
- [11] ZHANG Gang, CHAI Jianyun, QUAN Hengli, et al. Study of converter system topology for direct-driven wind generation system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(6): 15 – 20.
(张钢, 柴建云, 全恒立, 等. 直驱式风力发电变流系统拓扑方案研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 15 – 20.)
- [12] LI Jianlin, GAO Zhigang, HU Shuju, et al. Application of parallel back-to-back PWM converter on the direct-drive wind power system [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2008, 32(5): 59 – 62.
(李建林, 高志刚, 胡书举, 等. 并联背靠背PWM变流器在直驱型风力发电系统的应用 [J]. 电力系统自动化, 2008, 32(5): 59 – 62.)
- [13] XIAO Bing, CHEN Xiangwang, YU Shitang. Control of circulating current in parallel three-phase grid-connected inverter [J]. *Low Voltage Apparatus*, 2010, 1: 42 – 45.
(肖兵, 陈祥旺, 余师棠. 并联三相并网逆变器环流的控制 [J]. 低压电器, 2010, 1: 42 – 45.)
- [14] YANG Yong, RUAN Yi, TANG Yanyan, et al. Analysis of circulating current for direct parallel grid-connected inverters [J]. *High Voltage Engineering*, 2009, 35(7): 2012 – 2018.
(杨勇, 阮毅, 汤燕燕, 等. 风力发电系统中并网逆变器并联运行环流分析 [J]. 高电压技术, 2009, 35(7): 2012 – 2018.)
- [15] YANG Lixi, GUO Jianyu, CHENG Jie. Power quality evaluation of new rural electrification on D-S evidential theory and AHP [J]. *Power System Protection and Control*, 2009, 37(13): 26 – 30.
(杨丽徙, 郭建宇, 程杰. 证据理论和层次分析法相结合的新农村电气化电能质量评估 [J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(13): 26 – 30.)
- [16] LIU Qing, LUO An, XIAO Huagen, et al. A dual-carrier SPWM control strategy to suppress circulating current in parallelly connected three-phase PWM converter system [J]. *Power System Technology*, 2014, 38(10): 3121 – 3127.
(刘清, 罗安, 肖华根, 等. 并联型三相PWM变流器双载波SPWM环流抑制策略 [J]. 电网技术, 2014, 38(10): 3121 – 3127.)
- [17] CHEN Hongzhi, WANG Xu, LIU Jianchang, et al. Suppress methods of zero sequence circulating current for parallel PWM rectifiers [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 2010, 31(11): 1677 – 1681.
(陈宏志, 王旭, 刘建昌, 等. 并联PWM整流器系统的零序环流抑制方法 [J]. 东北大学学报(自然科学版), 2010, 31(11): 1677 – 1681.)
- [18] GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang, et al. Robust adaptive control for the excitation system based on total-state-parameter optimum control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(6): 856 – 862.
(谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 全状态参数最优控制的鲁棒自适应励磁控制 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(6): 856 – 862.)
- [19] GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang. Autonomous robust adaptive decentralized control for the distributed multi-input system [J]. *Control and Decision*, 2014, 29(8): 1545 – 1552.
(谷志锋, 朱长青, 邵天章. 分布式多输入系统的自律鲁棒自适应分散控制 [J]. 控制与决策, 2014, 29(8): 1545 – 1552.)
- [20] MEI Shengwei, SHEN Tielong, LIU Kangzhi. *The Theory and Application of Modern Robust Control* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008: 204 – 205.
(梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 204 – 205.)

作者简介:

谷志锋 (1979–), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为独立电力系统非线性鲁棒控制技术, Email: gu_79_11@163.com;

王会勇 (1980–), 男, 讲师, 博士, 主要研究方向为非线性系统控制算法研究, E-mail: gzfgohappy@163.com;

朱长青 (1963–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为野战电力支持技术研究, E-mail: Zhunei@163.com;

王文婷 (1979–), 女, 硕士, 讲师, 研究领域为装备电网网络仿真技术, E-mail: wwting_79@163.com.