

基于 BPNN 自适应 PID 的三相 VSR 控制系统研究

周习祥

(益阳职业技术学院, 湖南 益阳 413049)

摘要:建立了 $d-q$ 坐标系下的三相电压型 PWM 整流器(VSR)数学模型与前馈解耦状态方程,分析了基于 $d-q$ 变换与空间矢量脉宽调制(SVPWM)的三相 VSR 双闭环控制系统,针对传统的 PI 控制器在负载特性、VSR 工作模式发生变化时,容易引起超调,使控制系统不能达到良好的控制效果这一问题,对传统三相 VSR 控制系统进行了改进,利用 BP 神经网络的自学习功能,设计了 BPNN 自适应 PID 控制器,实现 PID 控制器参数最优化;在 Matlab/Simulink 环境下搭建了基于 BPNN 自适应 PID 的三相 VSR 控制系统仿真电路,得到了三相 VSR 工作模式变化和负载突变时的仿真波形,仿真结果验证了该控制系统设计的准确性和有效性。

关键词:三相 VSR;BPNN;自适应 PID;控制系统

中图分类号:TM461

文献标志码:A

引言

由于传统的不可控整流和相控整流需要电网提供大量的无功功率,而交流侧输入功率因数低,同时给电网注入大量的谐波电流,这种严重的谐波污染会影响电网的安全运行和其他电子设备正常工作,降低电能的有效利用率^[1-3],因此,电力系统中无功功率和谐波补偿已成为研究者们关注的热点问题。

PWM 整流器具有低输入电流谐波含量、输出电压可控、功率因数可调、能量双向流动等优点,因此它在电力系统有源滤波、无功补偿、分布式发电系统以及交直流传动系统等领域具有广阔的应用前景^[4-7]。随着应用场合的变化,对整流器的静、动态性能要求也越来越高,继而出现了基于直接功率控制、电压电流双闭环

控制以及现代控制理论的一些新的控制策略。文献[1]提出了空间矢量算法,但对电压电流双闭环控制没有详细介绍;文献[2]对整流器模型、双闭环控制策略、电流解耦等进行了比较详细的分析,但对空间矢量控制及整体控制框架等研究不够系统。由于传统的控制系统采用 PI 控制器,在负载特性、VSR 工作模式发生变化时,控制器容易引起超调,甚至出现震荡而导致控制量饱和,使控制器不能达到良好的控制效果。因而,如何使三相 VSR 控制系统中 PID 控制器参数实现在线自适应调整,成为研究关键点。BP 神经网络具有根据系统的运行状态,在线调整 PID 参数的功能,能使 PID 控制器的参数达到最优化,且运行速度快,因此,本文对基于 BPNN 自适应 PID 的三相 VSR 控制系统进行了研究。

收稿日期:2018-05-19

基金项目:湖南省自然科学基金(2017JJ5048)

作者简介:周习祥(1979-),男,副教授,硕士,主要从事 DC/DC 电源、分布式发电系统等方面的研究,(E-mail)yyzhouxixiang@126.com

1 d-q 坐标系下三相 VSR 建模

1.1 三相 VSR 主电路拓扑

三相 VSR 主电路拓扑如图 1 所示。定义 $s_k(k = a, b, c)$ 为对应三相开关管的开关函数^[7-9]：

$$s_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (k = a, b, c)$$

根据整流器的电路拓扑结构, 假设:

- (1) 电网电动势为三相平稳的纯正弦波电动势。
- (2) 交流侧滤波电感 L 是线性的, 且不考虑饱和。
- (3) 将 R_s 和 R_L 合并, 并令 $R = R_L + R_s$ 。

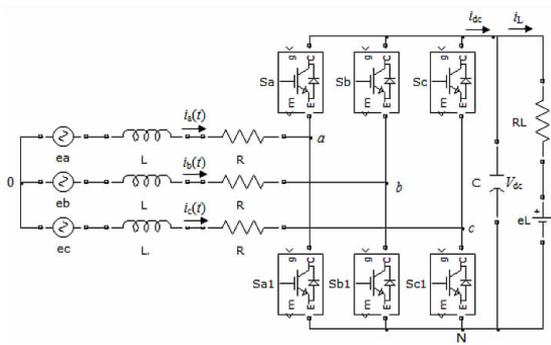


图 1 三相 VSR 主电路拓扑

利用基尔霍夫电压定律建立三相 VSR 的回路电压方程:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - \left(s_a - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} = \\ \quad e_a - Ri_a - \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - \left(s_b - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} = \\ \quad e_b - Ri_b - \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - \left(s_c - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} = \\ \quad e_c - Ri_c - \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (1)$$

1.2 d-q 坐标系下三相 VSR 数学模型

为了实现电流无静差控制, 实现更好的稳态性能, 三相 VSR 控制系统一般采用 $d-q$ 同步旋转坐标系下的电流控制方案^[10-12], 其数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = e_d - U_d \\ L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + Ri_q = e_q - U_q \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(i_d s_d + i_q s_q) - i_L \end{cases} \quad (2)$$

VSR 的 d, q 轴变量相互耦合, 给控制器的设计造成了一定困难。

1.3 双闭环前馈解耦控制原理

对于式(2), 如果令:

$$\begin{cases} U'_d = -U_d + e_d - \omega Li_q \\ U'_q = -U_q + e_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (3)$$

则可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = U'_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = U'_q \end{cases} \quad (4)$$

从式(3) ~ 式(4)可以看出, 当引入电流状态反馈 $\omega Li_d, \omega Li_q$ 和电网电压 e_d, e_q 作为前馈补偿, 以 U'_d, U'_q 作为等效电流控制变量时, d, q 轴电流实现独立控制, 系统动态性能得到进一步提高, 可以由电流环 PI 调节器输出^[13-15], 表示为:

$$\begin{cases} U'_d = (K_{ip} + K_{il}/s)(i_d^* - i_d) \\ U'_q = (K_{ip} + K_{il}/s)(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d^*, i_q^* 对应为 i_d, i_q 电流指令值。

将式(3)和式(5)联立可得控制变量 U_d, U_q 的控制方程:

$$\begin{cases} U_d = -(K_{ip} + K_{il}/s)(i_d^* - i_d) + e_d - \omega Li_d \\ U_q = -(K_{ip} + K_{il}/s)(i_q^* - i_q) + e_q - \omega Li_q \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以画出电流内环的解耦控制图, 如图 2 所示。

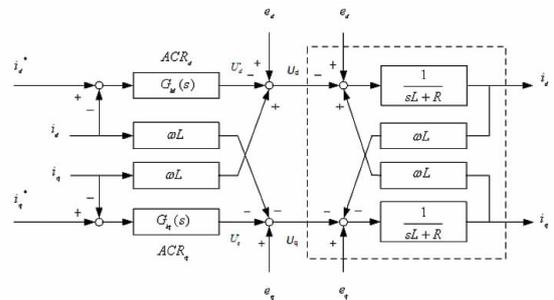


图 2 三相 VSR 电流内环解耦控制结构

2 传统三相 VSR 双闭环控制系统的设计

2.1 传统三相 VSR 双闭环控制系统结构

传统三相 VSR 双闭环控制系统结构如图 3 所示,该

控制系统实现了对网侧三相电压和电流三相由 abc 静止坐标系到 $d-q$ 同步旋转坐标系的变换,采用电压外环、电流内环控制,前馈解耦控制,三相 PWM 整流器 IGBT 控制信号生成采用 SVPWM 算法控制。

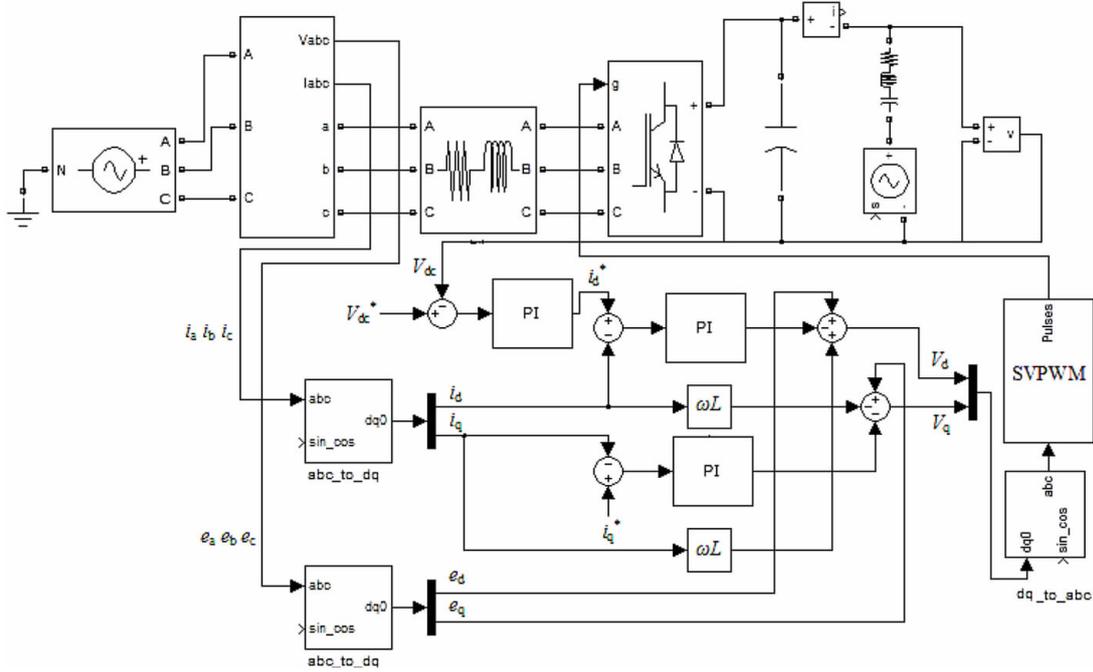


图 3 传统三相 VSR 双闭环控制系统结构

2.2 电流内环 PI 调节器设计

基于 $d-q$ 坐标系的动态模型,按照典型 II 型系统来设计电流环和电压环。由于前馈解耦的控制算法使三相 PWM 整流器电流内环实现解耦,加之 $d、q$ 轴两电流环的对称性,下面只以有功电流 i_d 的控制为例来说明电流控制器的设计。已解耦的 i_d 电流内环结构如图 4 所示。

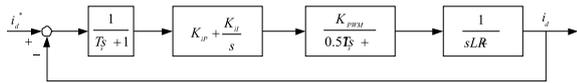


图 4 电流内环结构

图(4)中, T_s 为电流内环电流采样周期(即 PWM 开关周期), K_{PWM} 为桥路 PWM 等效增益。令 $1/(sL + R) \approx 1/sL$, 忽略电路电阻影响,考虑 e_d 和 e_q 的前馈解耦,将 PI 调节器传递函数写成零极点形式,即:

$$K_{ip} + K_{il}/s = K_{ip} [(\tau_i s + 1)/\tau_i s] \quad (7)$$

$$K_{il} = K_{ip}/\tau_i$$

将小时间常数 $0.5T_s、T_s$ 合并,得到如图 5 所示的简化电流内环结构。

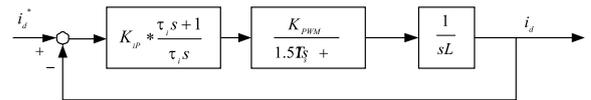


图 5 简化电流内环结构

按典型 II 型系统设计电流内环调节器,取频宽 $h_i = 5$, 按典型 II 型系统参数设计关系得:

$$\tau_i = h_i \times 1.5T_s \quad (8)$$

$$K_{ip}/\tau_i L = (h_i + 1)/2\tau_i^2$$

解得:

$$\begin{cases} K_{ip} = (h_i + 1)L/2\tau_i = 6L/15T_s \\ K_{il} = K_{ip}/\tau_i = 6L/112.5T_s^2 \end{cases} \quad (9)$$

2.3 abc 坐标系下三相 VSR 的 SVPWM 算法实现

三相 VSR 的 6 个开关管有 8 种开关状态,对应 8 个空间矢量,其中 $U_0、U_7$ 为零矢量,其余矢量的长度均为 $(2/3)U_{dc}$ 。空间矢量将空间分成 6 个扇区,如图 6 所示,以第一扇区 U_s 的矢量合成为例说明。

当开关频率足够高时,一个周期内 U_s 可视为恒定,根据平行四边形法则可得:

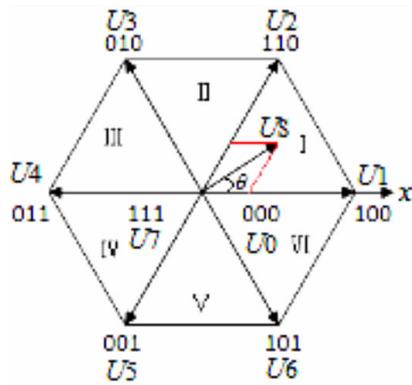


图6 空间电压矢量分布

$$U_1 T_1 + U_2 T_2 + U_0 T_0 = U_s T_s \quad (10)$$

式中: T_1 、 T_2 为 U_1 、 U_2 在一个开关周期内的作用时间; T_0 为 U_0 或 U_7 的作用时间; 满足 $T_1 + T_2 + T_0 = T_s$ 。

将式(10)在坐标上分解, 然后代入 U_1 、 U_2 、 U_0 , 解得 T_1 、 T_2 :

$$\begin{aligned} T_1 &= mT_s \sin(60^\circ - \theta) \\ T_2 &= mT_s \sin\theta \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $m = \sqrt{3}U_s/U_{dc}$

同理可求得其余5个扇区矢量的作用时间。各扇区矢量作用时间分配值见表1。

以第一扇区为例, 在得到 T_0 、 T_1 、 T_2 后, 一个开关周期内, abc 三相开关时序波形如图7所示。 a 相对电容中

点电压 U_{ao} 正电平占空比为: $d_v = (T_s - T_0/2)/T_s = [1 + m\cos(\theta - 30^\circ)]/2$ 。同理可得到其他5个扇区内 U_{ao} 正电平占空比, 从而得到相应的 SVPWM 控制信号。

表1 空间矢量各扇区作用时间分配表

扇区	T_1	矢量	T_2	矢量
I	$mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	100	$mT_s \sin\theta$	110
II	$mT_s \sin(\theta/3 - \pi)$	010	$mT_s \sin(\theta + \pi/3)$	110
III	$mT_s \sin\theta$	010	$-mT_s \sin(\theta + \pi/3)$	011
IV	$-mT_s \sin\theta$	001	$mT_s \sin(\theta - \pi/3)$	011
V	$-mT_s \sin(\theta + \pi/3)$	001	$mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$	101
VI	$mT_s \sin(\theta + \pi/3)$	100	$-mT_s \sin\theta$	101

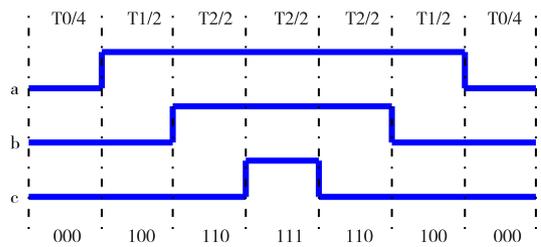


图7 第一扇区三相开关时序波形

3 基于BPNN自适应PID的双闭环三相VSR控制系统设计

3.1 基于BPNN自适应PID的双闭环三相VSR控制系统方案

BPNN自适应PID控制的双闭环三相VSR控制系统结构如图8所示。

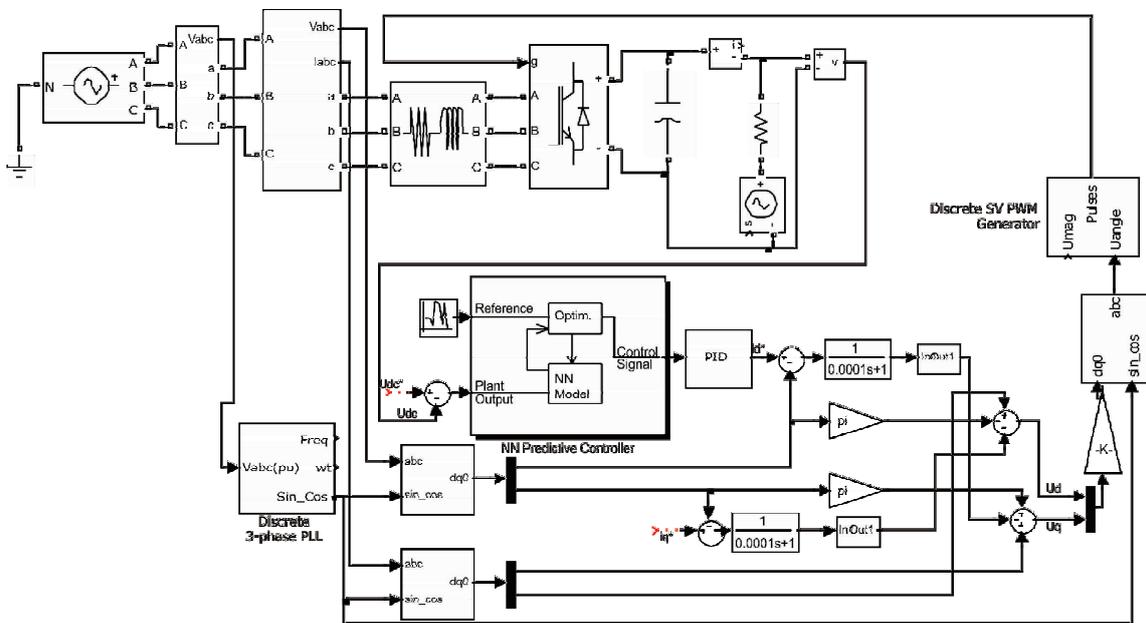


图8 BPNN自适应PID控制的双闭环三相VSR控制系统结构图

3.2 基于 BPNN 的自适应 PID 控制方案

经典的 PID 控制器要达到良好的控制效果,就要设置好三个参数 K_p 、 K_i 、 K_d ,但是三个参数一旦固定,就不能在线调节。如果引入 BP 神经网络,根据系统的运行状态,实时调整 PID 控制器的参数,以达到控制性能的最优化,那么,这种 BPNN 自适应 PID 就能解决经典 PID 存在的缺陷,实现对被控对象的精准控制。

基于 BPNN 的自适应 PID 控制器结构,如图 9 所示,根据系统的运行情况,神经元输出层的输出状态对应于 PID 的三个可调参数 K_p 、 K_i 、 K_d ,通过神经网络的自身学习与加权系数调整,从而使 PID 参数达到最优。

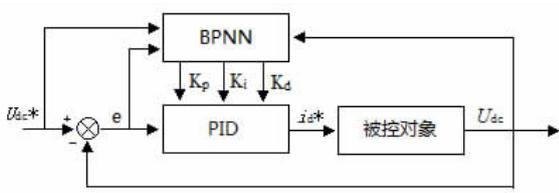


图 9 基于 BPNN 的自适应 PID 控制器结构

为充分反映输入 PID 控制器信号的特性,其输入层神经元个数选为 3 个: $X_1(k) = e(k)$, $X_2(k) = \sum_1^k e(i)$, $X_3(k) = e(k) - e(k-1)$,其中 $e(k)$ 为误差量。规定误差极限 $e_{\max} = 1 \text{ V}$,给定 $U_{dc}^* = 800 \text{ V}$,当 e 无限接近 0 时,训练结束。因输出层输出节点分别对应三个可调参数 K_p 、 K_i 、 K_d ,故输出层神经元的个数为 3。

网络输入层的输入为 $O_j^{(1)} = x(j)$, $j = 1, 2, \dots, M$,在这里取 $M = 3$ 。

网络隐层的输入、输出为:

$$net_i^{(2)}(k) = \sum_{j=0}^M w_{ij}^{(2)} O_j^{(1)};$$

$$O_i^{(2)}(k) = f(net_i^{(2)}(k)), i = 1, 2, \dots, Q$$

网络输出层的输入输出为:

$$net_l^{(3)}(k) = \sum_{j=0}^Q w_{lj}^{(3)} O_j^{(2)}(k)$$

$$O_l^{(3)}(k) = g(net_l^{(3)}(k)), l = 1, 2, 3$$

$$O_1^{(3)}(k) = k_p, O_2^{(3)}(k) = k_i, O_3^{(3)}(k) = k_d$$

输出层输出节点分别对应三个可调参数 K_p 、 K_i 、 K_d 。

取性能指标为:

$$J = \frac{1}{2} [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)]^2 \quad (12)$$

电流给定为:

$$I_d(k) = I_d(k-1) + k \cdot (w_1 \cdot x_1 + w_2 \cdot x_2 + w_3 \cdot x_3) \quad (13)$$

式中: k 为加权系数; w_1 、 w_2 、 w_3 为学习率,则:

$$\begin{aligned} \Delta w_i(k) &= -\eta_i \frac{\partial e(k)}{\partial w_i} \\ &= \eta \cdot k \cdot [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)] \cdot \frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)} \cdot x_i \end{aligned} \quad (14)$$

由于 $\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)}$ 未知,所以近似用符号函数

$\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)} = \text{sign}\left[\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)}\right]$ 取代,由此带来的误差影响可以用调整学习速率来进行补偿,对算法进行规范处理,得到:

$$I_d(k) = I_d(k-1) + k \cdot \sum_{i=1}^3 \overline{w_i(k)} \cdot x_i(k) \quad (15)$$

式中: $\overline{w_i(k)} = \frac{w_i(k)}{\sum_{i=1}^3 |w_i(k)|}$

$$\begin{aligned} w_i(k+1) &= w_i(k) + \eta_i \cdot k \cdot [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)] \cdot \text{sign}\left(\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I_d(k)}\right) \cdot x_i(k) \end{aligned}$$

4 基于 BPNN 自适应 PID 控制的三相 VSR 控制系统仿真与实验

对三相 VSR 主电路参数设计如下:交流侧滤波电感 $L = 10 \text{ mH}$,直流侧滤波电容 $C = 4.7 \text{ mF}$,PWM 整流器的额定容量为 6.4 kW ,交流侧三相电网线电压有效值为 380 V ,相电压有效值为 220 V ,频率 50 Hz ,直流侧电压 U_{dc} 为 800 V ,额定电流为 8 A ,额定负载电阻 $R_L = 100 \Omega$, $U_{dc}^* = 800 \text{ V}$, $i_q^* = 0$, $e_{\max} = 1 \text{ V}$,PID 控制器参数预设为 $K_p = 1.3$, $K_i = 0.0075$, $K_d = 0.05$, $k = 2.2$, $\eta_1 = 8600$, $\eta_2 = 20$, $\eta_3 = 2$,选择 SVPWM 载波周期 $T_s = 0.1 \text{ ms}$,电流内环中 $K_{pwm} = 1$, $K_{ip} = 40$, $K_{it} = 53333$,电压外环 $K_{vp} = 3.76$, $K_{vt} = 752$,利用 Matlab/Simulink 仿真库搭建基于 BPNN 自适应 PID 的三相 VSR 控制系统仿真电路,如图 10 所示。

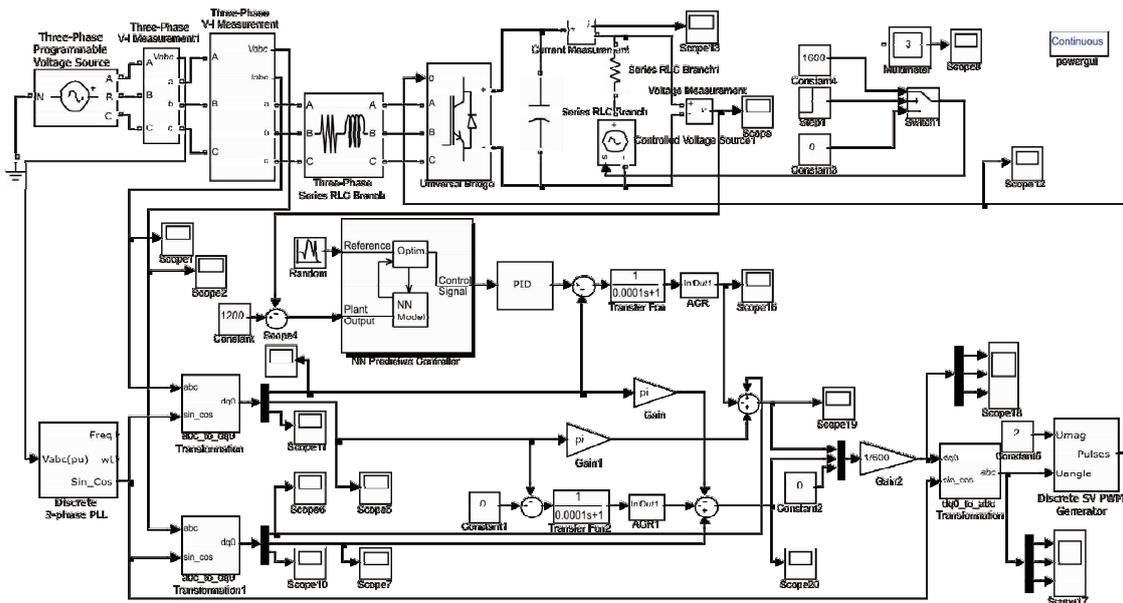


图 10 基于 BPNN 自适应 PID 的三相 VSR 控制系统仿真电路

4.1 切换三相 VSR 工作模式时系统仿真

先将直流侧电容充电至 800 V, 电路在 0 s 时带额定负载, 到 0.05 s 时切换到逆变状态, 逆变功率为 6.4 kW, 通过仿真, 得到电路的稳态过程以及由整流向逆变转换的过渡过程。仿真波形如图 11 ~ 图 15 所示。由图可知, 当切换三相 VSR 工作模式时, 控制系统响应时间大约为 0.015 s, 响应速度快, 证明了该系统具有优良的动态响应能力。

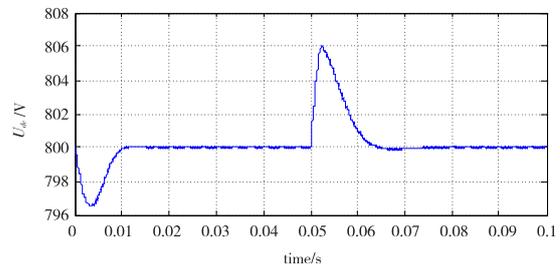


图 13 直流侧电压波形

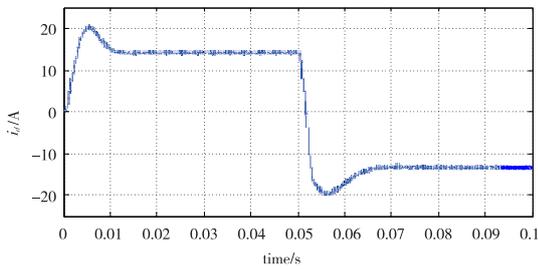


图 11 网侧输入电流 d 轴分量波形

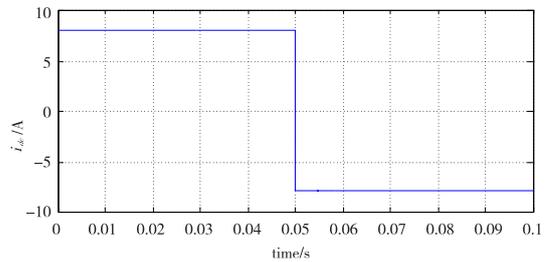


图 14 直流侧电流波形

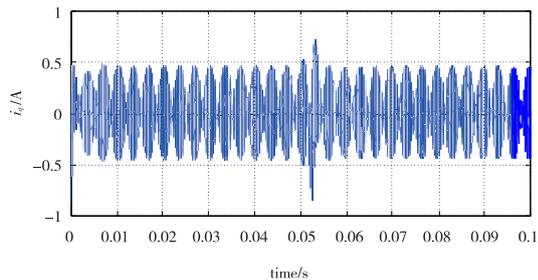


图 12 网侧输入电流 q 轴分量波形

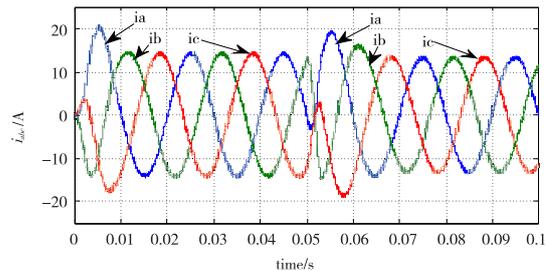


图 15 网侧输入电流波形

4.2 三相 VSR 负载突变时系统仿真

同样先将直流侧电容充电至 800 V, 0 s 时带 200 Ω

负载,0.05 s 时将负载电阻切换到 100 Ω ,通过仿真,得到负载突变时电路的相关波形,如图 16 ~ 图 20 所示。仿真结果表明,当负载突变时,系统的响应时间大约为 0.012 s, VSR 的响应速度快,电网侧电流谐波少,接近于比较理想的正弦波。

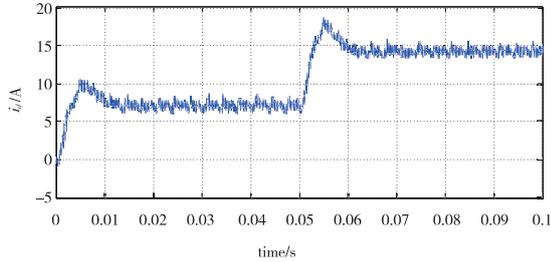


图 16 网侧输入电流 d 轴分量波形

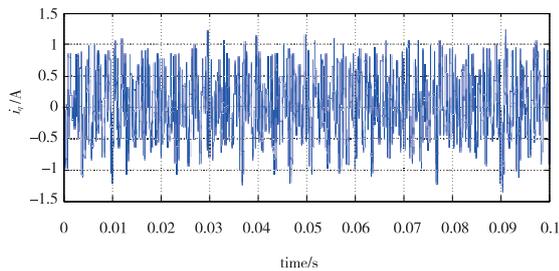


图 17 网侧输入电流 q 轴分量波形

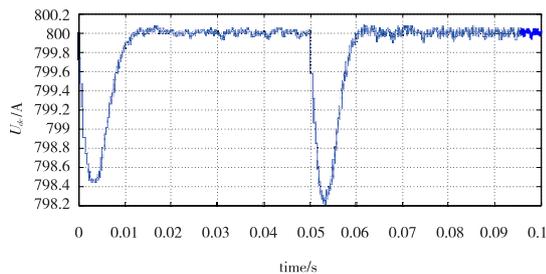


图 18 直流侧电压波形

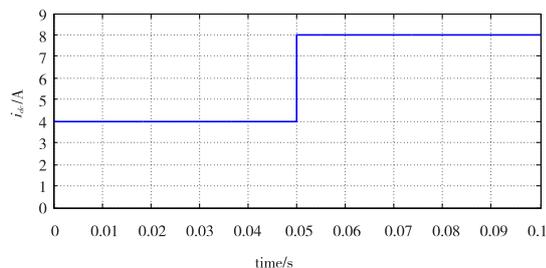


图 19 直流侧电流波形

5 结束语

三相 VSR 在电力系统有源滤波、无功补偿、太阳能发电以及交直流传动系统等应用领域应用非常广泛,是一个

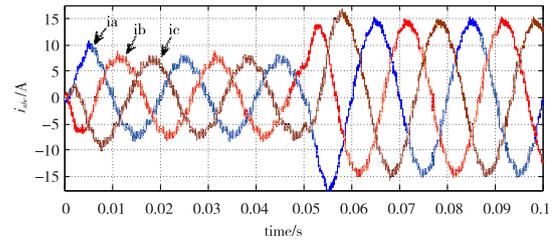


图 20 网侧输入电流波形

研究热点。本文设计的基于 BPNN 自适应 PID 控制的三相 VSR 控制系统,结合三相电压型 PWM 整流器的研究现状,首先在 $d - q$ 坐标系下建立了三相 VSR 数学模型,然后分析了三相 VSR 双闭环控制系统,进而分析了电流内环 PI 调节器设计过程、 abc 坐标系下三相 VSR 的 SVPWM 算法实现等。针对传统的控制系统采用 PI 控制器,在负载特性、VSR 工作模式发生变化时,控制器容易引起超调,甚至出现震荡而导致控制量饱和这一问题,采用 BP 神经网络在线调整 PID 参数,使 PID 控制器的参数达到最优化,在 Matlab/Simulink 环境下搭建了基于 BPNN 自适应 PID 三相 VSR 控制系统仿真电路,得到了 VSR 工作模式变化和负载突变时的仿真波形,仿真结果验证了该控制系统设计的准确性和有效性。

参考文献:

- [1] 张志文,李松,谢小城,等.三相电压型 PWM 整流器预测功率控制研究[J].电源学报,2017,15(5):123-130.
- [2] 王恩德,黄声华.三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(15):24-30.
- [3] 邱银锋,梁志珊.abc 坐标系下空间矢量 PWM 实现研究[J].电力系统保护与控制,2011,39(13):36-40.
- [4] 高日辉,陈燕,马春燕,等.基于滑模控制的三相 PWM 整流器结构设计与性能仿真[J].太原理工大学学报,2018,49(2):258-263.
- [5] 武晓春,田玖婷,王贞.三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制系统仿真[J].兰州交通大学学报,2017,36(3):70-75.
- [6] 周鑫,郭源博,张晓华.基于自适应跟踪控制的三相电压型 PWM 整流器[J].中国电机工程学报,2010,30(27):76-82.

- [7] 刘炜,卢伟国.单相 PWM 整流器 DQ 变换控制的模拟电路设计[J].电子技术应用,2017,43(8):132-135.
- [8] 邓洁,刘振兴.基于神经网络的 PWM 整流器矢量控制研究[J].武汉科技大学学报:自然科学版,2012,35(2):156-160.
- [9] 彭一芯,魏建勋,黄辉先,等.基于改进 PIDNN 滑模控制的电压型 PWM 整流器[J].计算技术与自动化,2015,34(3):26-32.
- [10] 景利学,苏宏升,赵伟.神经 PID 控制在 SVPWM 整流器 VFDPC 中的应用研究[J].电气传动,2012,42(7):16-19.
- [11] 张勇,罗滇生,范幸,等.非解析复变电力系统动态无功点优化配置[J].电力系统保护与控制,2015,43(8):28-34.
- [12] 王汝田,曾有芝,苏小凯,等.基于非线性 PID 控制理论的单相 PWM 整流器研究[J].电测与仪表,2017,54(10):113-116.
- [13] 郝继飞,邢青青,张琳.基于 S-Function 的 PWM 控制系统仿真[J].电力自动化设备,2007,27(1):50-52.
- [14] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation(PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)[J].IEEE Transactions on Power Electronics, 2010,25(1):228-236.
- [15] YIN B,ORUGANTI R,PANDA S K,et al.A simple single-input-single-output (SISO) model for a three-phase PWM rectifier[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(3):620-631.

Research on Three-Phase VSR Control System Based on BPNN Adaptive PID

ZHOU Xixiang

(Yiyang Vocational Technical College, Yiyang 413049, China)

Abstract: A three-phase voltage type PWM rectifier $d-q$ coordinates (VSR) mathematical model and feedforward decoupling state equation are established and the three-phase VSR double closed loop control system based on $d-q$ transform and space vector pulse width modulation (SVPWM) is analyzed. The traditional PI controller is prone to cause overshoot when load characteristics and VSR working mode change, so that the control system can not achieve good control effect. The traditional three-phase VSR control system is improved by using the self-learning function of the BP neural network design BPNN adaptive PID controller to realize PID controller parameter optimization. In the Matlab/Simulink environment, a three-phase VSR control system simulation circuit based on BPNN adaptive PID is built, and the simulation waveforms of three phase VSR working mode and sudden change of load are obtained. The simulation results show the accuracy and effectiveness of the control system design.

Key words: three phase VSR; BPNN; adaptive PID; control system