

基于有功电流预测算法的三相VSR软启动策略研究

张兴旺, 杨康佳

(中国电器科学研究院股份有限公司, 广东 广州 510300)

摘要: 针对三相VSR启动过程存在电流冲击问题, 在分段控制的基础上, 提出了一种基于瞬时功率理论的有功电流预测的控制方法, 构建软启动电流给定曲线, 达到启动速度快、电压电流曲线光滑、无冲击和无超调的效果。仿真和实验证明了策略的正确性和可行性。

关键词: 三相VSR软启动; 抑制冲击电流; 分段控制; 预测控制

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19924

Research on Three-phase VSR Soft Start Strategy Based on Active Current Prediction Algorithm

ZHANG Xingwang, YANG Kangjia

(China National Electric Apparatus Research Institute Co., Ltd., Guangzhou 510300, Guangdong, China)

Abstract: Aiming at the current surge problem in the three-phase VSR starting process, based on the segmentation control, a control method based on instantaneous power theory for active current prediction was proposed. The soft start current reference curve was constructed to achieve fast starting speed, voltage and current smooth curves, no impact and overshoot. Simulation and experiment prove the correctness and feasibility of the strategy.

Key words: three-phase VSR soft start; suppression of inrush current; segmentation control; predictive control

三相VSR一般采用电压电流双闭环控制策略, 在启动过程中存在电流冲击问题。现阶段主要的解决方案分为4类: 1) 软启动过程中逐渐加大电压给定方式; 2) 变PI参数方式; 3) 电流纹波反馈方式^[1]; 4) 分段启动方式。

第1种方式只能延缓电流冲击^[2]; 第2种方式与负载耦合, 存在PI参数需要进行大量调试的问题^[3]; 第3种方式对控制器的响应速度有影响^[4]; 第4种方式需要在直流侧加入电流传感器, 加大了系统成本, 另一方面也不能消除启动电流的冲击。

本文在分段启动的基础上进行改进, 在启动之前先预测负载大小, 并据此设计有功电流给定曲线, 最终达到完全消除启动冲击电流的效果。

1 原理与设计

1.1 电流冲击机理量化分析

图1为三相VSR控制结构图。图1中左边控制部分的模型为^[5]

$$\begin{cases} U_d = E_d + \omega L i_q - (k_{ip} + \frac{k_{il}}{s})(i_d^* - i_d) \\ U_q = E_q - \omega L i_d - (k_{ip} + \frac{k_{il}}{s})(i_q^* - i_q) \\ sCU_{dc} = \frac{E_d i_d + E_q i_q}{U_{dc}} - i_1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_d, U_q 为图1中控制器的输出; E_d, E_q 为三相网侧电压在 $d-q$ 旋转坐标系下的投影; ω 为网侧电压频率; L 为网侧电感量; 最后一项为电流环PI控制器的表达式; i_1 为负载的电流。

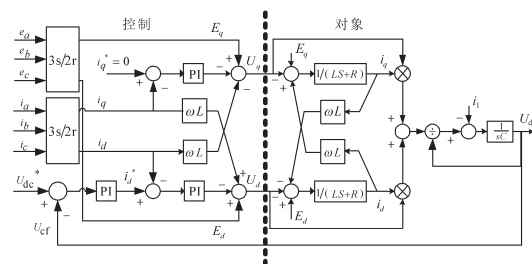


图1 三相VSR控制结构图

Fig.1 Control structure diagram of three-phase VSR

当VSR完成电容预充电后,其直流侧电压值为 U_{dcno} (不控整流电压),给定电压为 U_{cp} ,实时反馈电压为 U_{cf} 。当采用数字化双闭环控制时,三相VSR的电压外环PI控制器的离散数学模型为

$$i_d^* = k_p (U_{\text{cp}} - U_{\text{cf}}) + k_i \sum [(U_{\text{cp}} - U_{\text{cf}}) T_s] \quad (2)$$

式中: k_p 为电压环比例参数; k_i 为电压环积分参数; T_s 为采样周期。

电流内环的 d 通道PI控制器的离散数学模型为

$$T_{\text{compsat}} = k_{pd} (i_d^* - i_d) + k_{id} \sum [(i_d^* - i_d) T_s] \quad (3)$$

由式(1)可知,内环PI控制器送给控制对象VSR的控制量 U_d 的解析式为

$$U_d = E_d + \omega L i_q - T_{\text{compsat}} \quad (4)$$

联合式(1)~式(4)得到:

$$L \frac{di_d}{dt} = k_{pd} (i_d^* - i_d) + k_{id} \sum [(i_d^* - i_d) T_s] \quad (5)$$

式(5)为1个一阶微分方程,解析表达式为^[6]

$$i_d = i_d^* - (c_1 e^{-x_1 t} + c_2 e^{-x_2 t}) \quad (6)$$

给定电压 U_{cp} 通常都大于不控整流电压 U_{dcno} ,由式(2)可知,给定电流将迅速达到饱和值,结合式(6)可知,实际的电流会在饱和值附近震荡,这将使得器件的余量加大,成本提高;短时间内大幅度的电流改变对数字控制系统会形成干扰,加大了安全隐患,严重时甚至损坏系统。

1.2 预测控制设计

1.2.1 软启动控制器

基于上述分析可知,导致电流快速上升的原因是启动时电压外环迅速饱和,使得电流内环的给定突变并且维持在最大值,从而使得电流急剧变大并产生震荡。为了避免这种工况,在软启动阶段,不加入电压外环,而是试图去直接控制电流。图2为PWM整流器软启动控制框图。如图2所示,在软启动阶段用一个所谓的“软启动控制器”代替原来的电压外环PI控制器。软启动结束之后,再无扰动地切入电压外环。

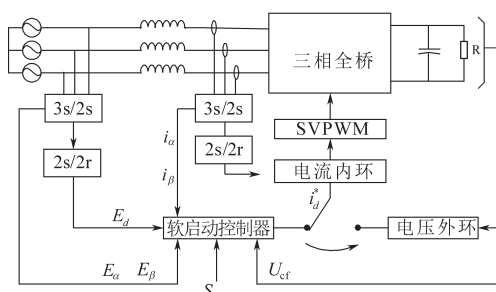


图2 PWM整流器软启动控制框图

Fig.2 The control block diagram of PWM rectifier soft start

软启动控制器的输入信号包括:用户启动信号 S_{order} ;直流侧反馈电压信号 U_{cf} ;网侧相电压 E_d ;网侧相电压经坐标变换后的电压 E_α, E_β ;网侧相电流经坐标变换后的电流 i_α, i_β 。

软启动输出信号作为电流内环的给定信号。

1.2.2 瞬时功率理论在等幅值变换坐标系的表达

瞬时功率理论通常都基于等功率变换坐标系进行表达^[7]。但是本文为了分析方便,将该理论在等幅值坐标系中重新表达:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} e_\alpha i_\alpha + \frac{3}{2} e_\beta i_\beta \\ Q = \frac{3}{2} e_\beta i_\alpha - \frac{3}{2} e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (7)$$

式中: P 为瞬时有功功率; Q 为瞬时无功功率; $e_\alpha, e_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 为三相电压电流在旋转坐标系下的投影。

1.2.3 三相VSR的负载平均模型

对于线性负载电路(RLC),由于三相VSR输出侧并联了大电容,负载中的感性元件将被抵消,呈现出RC特性,进一步将负载中容性元件折合到输出电容上,则负载可近似看做纯电阻模型。图3为开关性质的非线性负载电路图。

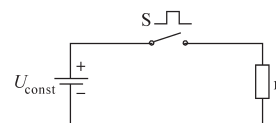


图3 开关性质的非线性负载电路图

Fig.3 The circuit of nonlinear load with switch type

对于非线性负载电路,如图3所示, U_{const} 为恒压源, S 和 r 的组合是1个开关性质的非线性负载。假设开关周期为 T_s ,当开关 S 闭合时,闭合时间为 t_1 ,负载消耗的功率 $P_{t1} = U_{\text{const}}^2 / r$ 。当开关 S 断开时,断开时间为 t_2 ,负载消耗的功率 $P_{t2} = 0$ 。则在整个周期内,负载消耗的功率为(r' 为等效电阻)

$$P_{ts} = \frac{\sum P_t}{\sum t} = \frac{P_{t1} + P_{t2}}{T_s} = \frac{U_{\text{const}}^2}{r'} \quad (8)$$

可见,无论是线性负载还是非线性负载,在一个相当长的时间平均来看,负载的阻抗特性都可以近似为一个纯电阻负载。这是后续分析的基础。

1.2.4 三相VSR稳态有功电流预测

当系统处于不控整流阶段,并在忽略系统损耗的情况下,假设在一段相当长的时间内(远大于工频周期),数字控制系统共采样了 N 次。结合式(7),不控整流时的电网侧输入的平均功率

可以描述为

$$\overline{P_{mi}} = \frac{3}{2N} \sum_{n=1}^N (E_{an} i_{an} + E_{\beta n} i_{\beta n}) \quad (9)$$

直流侧的平均输出电压 $\overline{U_{dc}}$ 可以描述为

$$\overline{U_{dc}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N U_{dcn} \quad (10)$$

式中: U_{dcn} 为不控整流阶段直流侧的实时电压。

结合式(9)、式(10)得到负载平均模型解析式:

$$r' = \frac{\overline{P_{mi}}}{\overline{U_{dc}}} = \frac{3}{2} \frac{\sum_{n=1}^N (E_{an} i_{an} + E_{\beta n} i_{\beta n})}{\sum_{n=1}^N U_{dcn}} \quad (11)$$

进一步,根据平均负载模型,可以得到三相VSR在稳态时输出电流为

$$i_{dnorm} = \frac{U_{cp}}{r'} \quad (12)$$

1.2.5 软启动控制器的给定曲线设计

其输出拟定曲线如图4所示。曲线包括两段,第1段是正弦函数式的上升;第2段是自适应式的下降,所谓自适应是指,当软启动结束时,系统给定值与此时的实际电流相等,这样设计的目的是为了消除电压环切入的扰动现象。

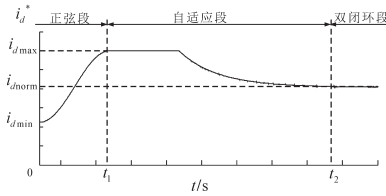


图4 不同阶段有功电流给定曲线
Fig.4 Set value curve of active current at different stages

1.2.5.1 正弦段描述

为了减少软启动的时间,希望电流能以硬件所允许最大的电流对电容完成快速充电。为此,采用正弦函数的方式将给定电流上升到最大给定值,与斜坡方式相比,正弦方式整个区间处处可导,过渡更平滑,且正弦曲线的上升速度并不比斜坡差。另外,电流环从建立到达到稳态的过程中,给定电流变化越小,则调节过程超调越小,这也是正弦相对斜坡给定的优势。如图4所示,给出正弦段的表达式为

$$i_d^* = \frac{i_{dmin} - i_{dmax}}{2} \cos(kt) + \frac{i_{dmax} + i_{dmin}}{2} \quad (13)$$

其中 $kt \in [0, \pi]$ $i_{dmin} = U_{cn}/r'$

式中: U_{cn} 为软启动之前最后时刻的输出电压; i_{dmax} 为用户设定的软启动过程最大允许电流; k 为参数。

k 值决定着正弦曲线段的上升速度, k 值越大,则图4中 t_1 的值越小,电流上升速度越快;上升速度太快会导致电流内环的PI控制器的电流超调增大;反之 k 值越小则电流超调越小。

至此,式(13)中除了 k 值,其他都已确定,而对于 k 值的确定,需要结合后续要描述的自适应给定阶段的函数。

1.2.5.2 自适应段描述

当正弦曲线达到了最大值 i_{dmax} 后,开始进入电流给定自适应阶段,所谓电流自适应阶段是指,电流的给定会根据直流侧电压的变化而变化。自适应解析式如下式所示:

$$i_d^* = \begin{cases} h \frac{U_{cp} - U_{cf}(t)}{U_{cp} - U_{cf}(0)} i_{dmax} + i_{dnorm} & i_d^* < i_{dmax} \\ i_{dmax} & i_d^* \geq i_{dmax} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $U_{cf}(0)$ 为不控整流时的直流侧电压平均值; i_{dnorm} 为双闭环稳态工作时的有功电流值,它由式(12)确定; h 为参数。

可以看出,当反馈电压和给定电压相等时,给定电流 $i_d^* = i_{dnorm}$,刚好等于稳态下的有功电流,这为后面电压外环的无扰动切入提供一个绝佳时机。至此,式(14)中,除了 h 没有确定外,其他参数均已确定。

1.2.5.3 h 值和 k 值的确定

实际上,式(13)中的 k 值和式(14)中的 h 值是相互制约的。为了更清晰地说明该问题,现将正弦段给定函数和自适应段给定函数写在一起:

$$i_d^* = \begin{cases} \frac{i_{dmin} - i_{dmax}}{2} \cos(kt) + \frac{i_{dmin} + i_{dmax}}{2} & 0 \leq t \leq t_1 \\ h \frac{U_{cp} - U_{cf}(t)}{U_{cp} - U_{cf}(0)} i_{dmax} + i_{dnorm} & t_1 < t \leq t_2 \\ i_{dmax} & i_d^* > i_{dmax} \end{cases}$$

图4中,为了确保电流给定曲线在 t_1 点处是连续的,必须满足:

$$h \frac{U_{cp} - U_{cf}(t_1)}{U_{cp} - U_{cf}(0)} i_{dmax} + i_{dnorm} \geq i_{dmax} \quad (15)$$

从而参数 h 的范围被确定。 k 值可以通过 $0-t_1$ 时间段内的能量守恒来确定。忽略损耗,电网侧输入的能量 Q_g 等于电容上增加的能量 Q_c 与负载消耗的能量 Q_r 之和:

$$Q_g = Q_c + Q_r \quad (16)$$

Q_c 是容易确定的:

$$Q_c = \frac{1}{2} C [U_{cf}^2(t_1) - U_{cf}^2(0)] \quad (17)$$

遗憾的是,由于电流环从调节到稳态的过程,其变化是十分复杂的,图4中0— t_1 时间段内,电网输出到VSR的能量难以用精确的数学解析式表达。可以确定的是,在0— t_1 时间内,实际的电流有效值一定小于 i_{dmax} ,从而下式成立:

$$Q_g < \frac{3}{2} E_d i_{dmax} \cdot t_1 = \frac{3}{2} E_d i_{dmax} \cdot \frac{\pi}{k} \quad (18)$$

同理,0— t_1 时间段内,负载消耗的能量也难以用精确的数学解析式表达,但是我们知道直流侧电容的充电过程,其电压曲线是一个凸函数,因此下式成立:

$$\overline{U_c} > \frac{U_{cf}(0) + U_{cf}(t_1)}{2} \quad (19)$$

式中: $\overline{U_c}$ 为0— t_1 时间段内直流侧的平均电压。

进一步,下式也成立:

$$Q_{r'} = \frac{\overline{U_c}^2}{r'} \frac{\pi}{k} > \frac{[U_{cf}(0) + U_{cf}(t_1)]^2}{4} \frac{\pi}{r'k} \quad (20)$$

结合式(17)~式(20)得到:

$$\begin{cases} \frac{3\pi}{2k} E_d i_{dmax} > \frac{1}{2} C [U_{cf}^2(t_1) - U_{cf}^2(0)] + \\ \frac{\pi [U_{cf}(0) + U_{cf}(t_1)]^2}{k} \frac{1}{4r'} \\ h \geq \frac{i_{dmax} - i_{dnorm}}{i_{dmax}} \cdot \frac{U_{cp} - U_{cf}(0)}{U_{cp} - U_{cf}(t_1)} \\ U_{dcno} < U_{cf}(t_1) < U_{cp} \end{cases}$$

解之,得到:

$$\begin{cases} k < \frac{\frac{3}{2} \pi E_d i_{dmax} - \frac{\pi [U_{cf}(t_1) + U_{cf}(0)]^2}{4r'}}{\frac{1}{2} C [U_{cf}^2(t_1) - U_{cf}^2(0)]} \\ h > \frac{i_{dmax} - i_{dnorm}}{i_{dmax}} \cdot \frac{U_{cp} - U_{cf}(0)}{U_{cp} - U_{cf}(t_1)} \\ U_{dcno} < U_{cf}(t_1) < U_{cp} \end{cases} \quad (21)$$

可见,给定曲线中参数 k 和 h 同时受到了 t_1 时刻直流侧电压 $U_{cf}(t_1)$ 的影响,而 $U_{cf}(t_1)$ 由于本身的范围受到式(21)第3项的约束,所以参数 k 和 h 的范围也被限制住。实际上只要保证参数 k 和 h 在计算范围内,理论上都可以顺利完成软启动工作。取值是一个范围,而不依赖于某个精确值,说明该算法有较好的鲁棒性,以及宽松的适用范围。这有利于该算法在工业现场应用推广。

1.2.5.4 双闭环描述

完成了自适应阶段后,这时直流电压无限接近给定电压,有功电流的给定将由软启动控制器的输出切换到电压外环PI控制器的输出。如果不作处理而直接切入电压外环,在电压外环PI控制器调节的过程中,给定电流势必出现较大的波动甚至出现短时饱和的现象,这会带来一次新的电流振荡现象。

基于PI控制器的系统在稳态时,误差信号一定是在0附近作正负形式的波动,而积分项则在系统需要的稳态值附近波动。利用该特性,在没有加入电压外环之前,对电压外环的PI控制器的积分项进行初始化,从式(14)可以看出,当自适应阶段结束时,有功给定电流刚好等于预测得到的稳态下的有功电流值 i_{dnorm} ,将此时的电流给定值对电压外环PI控制器的积分项进行初始化,则同时满足了电压的误差信号在0附近波动、积分项在有功电流稳态值附近波动2个条件。这样就直接省去了电压外环的调节过程而直接进入电压稳态。结合式(11)、式(12)可得在不控整流下预测的稳态有功电流为

$$i_{dnorm} = \frac{2}{3} \frac{U_{cp} \sum_{n=1}^N U_{dcn}}{\sum_{n=1}^N (E_{an} i_{an} + E_{\beta n} i_{\beta n})} \quad (22)$$

在电压外环加入之前将电压环的PI控制器的积分项用式(22)的值代替,理论上可以消除电压外环的调节时间和超调量,达到无扰动切入的效果。

2 实验

2.1 仿真实验

为了验证在不同的负载下软启动策略的可行性,对上述算法在Simulink中进行仿真。在基本算法模型的基础上,根据负载的不同,分为3组仿真。第1组是空载;第2组负载为48Ω的电阻;第3组负载为24Ω的电阻。其他参数设置如下:

- 电网线电压有效值200 V, $E_d = 163.3$ V。
- 直流侧给定输出电压 $U_{dcpre} = 350$ V。
- 交流侧电感 $L = 3$ mH, 直流侧电容 $C = 5600$ μF。
- 软启动最大电流 $i_{dmax} = 30$ A。
- 由式(21)可知 $U_{dcno} < U_{cf}(t_1) < U_{cp}$,那么此

处取 $U_{cf}(t_1) = \frac{6}{7} U_{cp0}$

给定以上参数后,其他参数不需要手动设置,由算法对负载值进行预测,并根据不同的软启动阶段,实时自动计算相关参数,完成软启动。减少了工业应用中软启动的调试成本。

图5为空载时软启动波形,图6为半载(48Ω)软启动波形,图7为满载(24Ω)软启动波形。其中的 $Mode$ 是工作阶段,“0”表示软启动开始之前,“1”表示正弦给定段和自适应段,“2”表示双闭环稳态段。 i_d^* 表示软启动有功电流给定。 i_d 为实际的有功电流, U_{cf} 为直流侧输出电压。

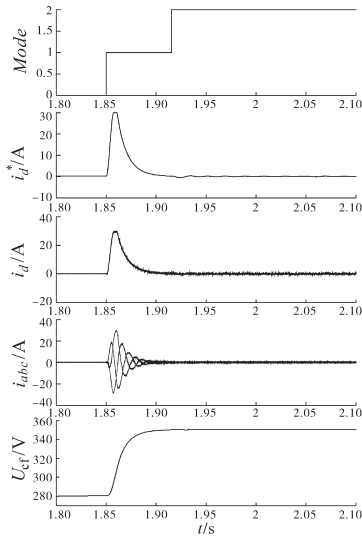


图5 空载时软启动仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms with soft start when no-load

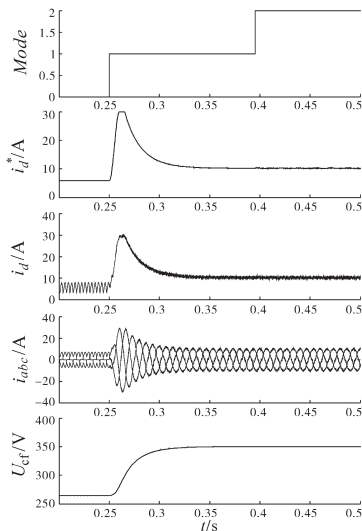


图6 负载为48Ω电阻时软启动仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms with soft start when load is 48Ω resistor

由仿真曲线可见,电流和电压波形都与理论设计保持一致,直流侧电压启动快速且无任何扰动现象。初步验证了理论的可行性。

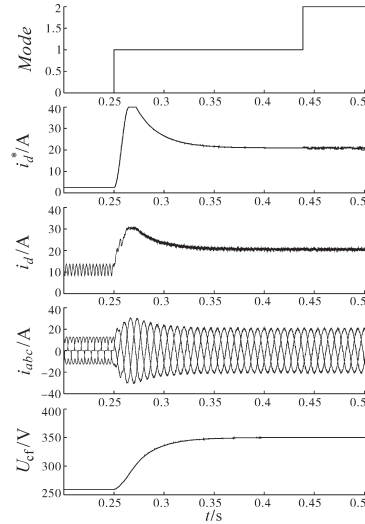


图7 负载为24Ω电阻时软启动仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms with soft start when load resistor is 24Ω

2.2 实验验证

搭建实验台,进一步验证算法的实用性。为了比较理论和实践的结果,将实验的给定参数和仿真的给定参数保持一致。空载软启动波形见图8,半载(48Ω)软启动波形见图9,满载(24Ω)启动波形见图10。图中, i_a, i_b, i_c 为网侧交流输入电流波形; U_{dc} 为直流侧输出电压波形(此处 U_{dc}

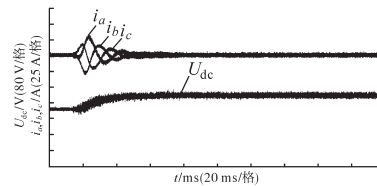


图8 空载时软启动波形

Fig.8 Waveforms with soft start when no-load

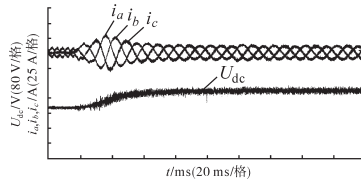


图9 半载时软启动波形

Fig.9 Soft start waveforms when half-load

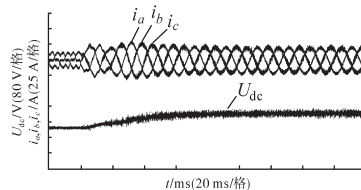


图10 满载时软启动波形

Fig.10 Soft start waveforms when full-load

(下转第92页)

- crogrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(4): 1977-1987.
- [10] Yazdani M, Mehri-Sani A. Distributed Control Techniques in Microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(6): 2901-2909.
- [11] Wang Y, Chen Z, Wang X, *et al.* An Estimator-based Distributed Voltage-predictive Control Strategy for AC Islanded Microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3934-3951.
- [12] 窦春霞, 李娜, 徐晓龙. 基于多智能体系统的微电网分散协调控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 125-134.
- [13] Li Q, Chen F, Chen M, *et al.* Agent-based Decentralized Control Method for Islanded Microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(2): 637-649.
- [14] 孙孝峰, 郝彦丛, 王宝诚, 等. 微电网分布式储能单元荷电状态平衡和电压恢复[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(15): 4047-4054.
- [15] 谢俊, 陈凯旋, 岳东, 等. 基于多智能体系统一致性算法的电力系统分布式经济调度策略[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(2): 112-117.
- [16] 陈萌, 肖湘宁. 基于分布式内模设计的微电网协调二次控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(10): 145-153.
- [17] 余志文, 艾芊, 熊文. 基于多智能体一致性协议的微电网分层分布实时优化策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(18): 25-31.
- [18] 周烨, 汪可友, 李国杰, 等. 基于多智能体一致性算法的微电网分布式分层控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(11): 142-149.
- [19] Ren W, Atkins E. Distributed Multi-vehicle Coordinated Control via Local Information Exchange[J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2010, 17(10/11): 1002-1033.
- [20] Zhu J. On Consensus Speed of Multi-agent Systems with Double-integrator Dynamics[J]. Linear Algebra & Its Applications, 2011, 434(1): 294-306.

收稿日期:2018-11-14

修改稿日期:2019-03-01

(上接第78页)

即为分析阶段的 U_{cr})。可见电流和电压波形和理论设计以及仿真保持一致。启动迅速且无超调。

3 结论

结合瞬时功率理论对负载的特性进行预测,并根据预测结果设计启动时给定电流曲线,重点介绍了曲线中2个重要的参数的确定方法。通过仿真和实验证明了本软启动方法的正确性和实际可行性。实验证明基于该方法的三相VSR在启动过程中,电压和电流上升曲线快速、平滑、无超调,对产品的升级优化有积极意义。

参考文献

- [1] 田洋天, 肖岚, 郑昕昕, 等. 三相PWM整流器启动冲击的抑制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5): 1-3.
- [2] Thanyaphirak Veera, Kinnaree Vijit, Kunakorn Anantawat, *et*

al. Soft starting Control Scheme for Three-phase Induction Motor Fed by PWM AC Chopper[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014: 92-95.

- [3] 李龙, 刘聪. 三相PWM整流器的自适应PI控制研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(4): 93-95.
- [4] 许胜. PWM整流器启动瞬时电流过冲抑制策略[J]. 电源技术, 2015, 39(1): 158-160, 1.
- [5] Juinne-Ching L, Sheng-Nian Y. A Novel Instantaneous Power Control Strategy and Analytic Model for Integrated Rectifier/Inverter Systems[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2000, 15(6): 996-1006.
- [6] 邓文浪, 胡毕华, 郭有贵, 等. 三相电压型PWM整流器的分段启动控制[J]. 电力电子技术, 2014, 48(1): 30-32.
- [7] 杨怀仁. 基于瞬时无功功率理论的三相谐波电流检测研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.

收稿日期:2019-01-31

修改稿日期:2019-03-13