

DOI: 10.7667/PSPC161465

基于微分平坦理论的单相 PWM 整流器直接功率控制

宋平岗, 朱维昌, 戈旺

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 在 $\alpha\beta$ 坐标系下建立了单相 PWM 整流器交流侧电压和功率的数学模型。根据微分平坦理论, 选取了系统的状态变量、输出量和中间变量, 提出了单相 PWM 整流器直接功率平坦控制策略。依据微分平坦设计的控制器分为前馈控制和非线性误差反馈补偿两部分。前馈控制用系统输出量的期望值来规划状态变量的运行轨迹; 非线性误差反馈补偿校正控制系统平坦输出, 消除了输出量期望值和实际值误差。仿真结果表明, 在系统网侧电压的幅值和相位突变时, 直流侧电压能保持较好的稳定性, 且直流电压跟随有功功率和无功功率参考值的轨迹能快速作出响应, 系统抗干扰能力强、鲁棒性好。

关键词: 单相 PWM 整流器; 微分平坦理论; 直接功率控制; 前馈控制; 非线性误差反馈补偿

Differential flatness based direct power control for single-phase PWM rectifier

SONG Pinggang, ZHU Weichang, GE Wang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A mathematical model of grid voltage and power is established in $\alpha\beta$ coordinate system for single-phase PWM rectifier. According to the differential flatness theory, the state variables, outputs and intermediate variables of the control system are chosen, presenting that the differential flatness based direct power control for single-phase PWM rectifier. The controller consists of feed-forward control and nonlinear error feedback compensation. Feed-forward control plans control state variables' reference trajectories according to the desired outputs and nonlinear error feedback compensation adjusts flat outputs of control system to eliminate errors between desired and actual outputs. Simulation results show that the DC voltage can keep a good stability as its grid voltage amplitude and phase change and follow the active and reactive power's reference trajectories to make a rapid power response. The system has strong anti-interference ability and good robustness.

Key words: single-phase PWM rectifier; differential flatness theory; direct power control; feed-forward control; nonlinear error feedback compensation

0 引言

脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)整流器因具有网侧单位功率因数运行、谐波含量低、直流侧电压稳定等特点在电力机车牵引和可再生能源并网发电装置中得到了广泛的应用^[1-4]。此外,单相 PWM 整流器是级联型变换器的模块单元,其控制的稳定性直接影响到后者能否稳定运行,因此,单相 PWM 整流器及其控制策略在目前仍是一个研究热点^[5-6]。

单相 PWM 整流器的控制算法众多,大致可分为电流控制^[7-12]和功率控制^[13-14],其中预测电流控制^[7]、滞环电流控制^[8-9]和比例-谐振(PR)调节器电流控制^[10-11]是电流控制的主要控制方式。采用预测电

流控制,系统的动态性能良好,但是建模时需要准确的状态变量和精确的电路参数才能保证系统的精确性;采用滞环电流控制,系统的鲁棒性较好,但是开关频率不固定。采用比例-谐振(PR)调节器电流控制,网侧电流能够无静差得跟踪交流电流的指令值,但是此控制方式需要精确的 PI 参数,且在电网频率发生波动时,闭环控制将会受到影响。文献[13-14]提出了基于预测模型的直接功率控制,此控制方式取消了电流内环控制,系统控制简单,动态响应快,抗干扰能力强,弥补了电流控制方式的不足,但是此控制系统需要推导出精确的数学模型才能保证良好的鲁棒性。

本文提出一种基于微分平坦控制(Differential

Flatness based Control, DFBC)的直接功率控制策略。建立了 $\alpha\beta$ 坐标系下单相 PWM 整流器交流侧电压与功率的数学模型, 根据微分平坦理论^[15-16]的定义选取了合适的输出量使控制系统满足平坦性要求。由于基于 DFBC 的控制系统不需要精确的数学模型, 因此该控制系统不受整流器内外部扰动的影响, 且整个控制系统无锁相环和电流内环控制。

1 单相 PWM 整流器数学模型

单相 PWM 整流器等效电路如图 1 所示。其中, u_s 为网侧电压, u_{AB} 为网侧交流输入电压, R 为交流侧的线路等效电阻, L 为交流侧补偿电感, C 为直流侧滤波电容, R_L 为直流侧负载电阻, S 与 D 分别为主开关管和与其对应的反并联二极管。

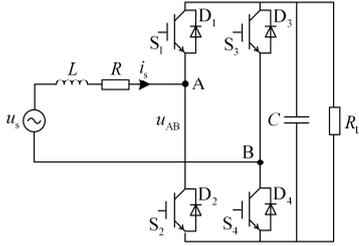


图 1 单相 PWM 整流器等效电路图

Fig. 1 Equivalent circuit diagram of single-phase PWM rectifier

根据基尔霍夫电压定律(KVL), 可得单相 PWM 整流器交流侧和直流侧的动态方程:

$$u_{AB} = u_s - Ri_s - L \frac{di_s}{dt} \quad (1)$$

由式(1)可以看出, 系统控制的关键是推导出基于 DFBC 的单相 PWM 整流器交流侧的输出电压矢量, 然后再对输出电压进行 PWM 调制。

2 单相 PWM 整流器直接功率控制

单相 PWM 整流器采用直接功率控制策略, 首先要得到电路瞬时有功分量和无功分量, 因此必须构造一个与网侧电压和网侧电流正交的虚拟分量, 然后应用瞬时功率理论求取瞬时有功和无功分量。为构造虚拟电压、电流, 可以采用将实际的网侧电压 u_s 、网侧电流 i_s 延时 $1/4$ 周期, 以得到如下的虚拟电压分量和虚拟电流分量。

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_s \\ u_{s\beta} = u_s e^{-sT/4} \\ i_{s\alpha} = i_s \\ i_{s\beta} = i_s e^{-sT/4} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ 为求取瞬时有功和无功分量构造的正交量; $e^{-sT/4}$ 为电网周期 $1/4$ 的延时, 其中 T

为电网周期。

根据式(2)将式(1)重新写为

$$\begin{cases} u_{AB\alpha} = u_{s\alpha} - Ri_{s\alpha} - L \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ u_{AB\beta} = u_{s\beta} - Ri_{s\beta} - L \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

根据瞬时功率理论, 可得单相 PWM 整流器瞬时有功和无功分量表达式:

$$\begin{cases} p = \frac{1}{2}(u_{s\alpha}i_{s\alpha} + u_{s\beta}i_{s\beta}) \\ q = \frac{1}{2}(u_{s\beta}i_{s\alpha} - u_{s\alpha}i_{s\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

对式(4)求导^[17-18], 可得

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{1}{2}(i_{s\alpha} \frac{du_{s\alpha}}{dt} + i_{s\beta} \frac{du_{s\beta}}{dt} + u_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + u_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt}) \\ \frac{dq}{dt} = \frac{1}{2}(i_{s\alpha} \frac{du_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta} \frac{du_{s\alpha}}{dt} + u_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - u_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt}) \end{cases} \quad (5)$$

在理想条件下, 设 $\alpha\beta$ 坐标下的网侧电压为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = U_m \sin \omega t \\ u_{s\beta} = -U_m \cos \omega t \end{cases} \quad (6)$$

式中: U_m 为电网电压的幅值; ω 为网侧电压的角频率。

将式(3)改写为

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{s\alpha} - Ri_{s\alpha} - u_{AB\alpha}) \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{s\beta} - Ri_{s\beta} - u_{AB\beta}) \end{cases} \quad (7)$$

对式(6)求导可得

$$\begin{cases} \frac{du_{s\alpha}}{dt} = \omega U_m \cos \omega t = -\omega u_{s\beta} \\ \frac{du_{s\beta}}{dt} = \omega U_m \sin \omega t = \omega u_{s\alpha} \end{cases} \quad (8)$$

式(7)和式(8)即为单相 PWM 整流器网侧电压和电流在 $\alpha\beta$ 坐标下的瞬时变化值的表达式。

将式(7)和式(8)代入式(5)中可得

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{U_m^2 - (u_{s\alpha}u_{AB\alpha} + u_{s\beta}u_{AB\beta})}{2L} - \frac{Rp}{L} - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = \frac{u_{s\alpha}u_{AB\beta} - u_{s\beta}u_{AB\alpha}}{2L} - \frac{Rq}{L} + \omega p \end{cases} \quad (9)$$

令:

$$\begin{cases} f_p = 2(L \frac{dp}{dt} + Rp + \omega Lq) \\ f_q = 2(L \frac{dq}{dt} + Rq - \omega Lp) \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)可得

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ -u_{s\beta} & u_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{AB\alpha} \\ u_{AB\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m^2 - f_p \\ f_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

对式(11)进行反解、化简可得:

$$\begin{bmatrix} u_{AB\alpha} \\ u_{AB\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{U_m^2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_p \\ f_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(12)即为 $\alpha\beta$ 坐标系下单相 PWM 整流器交流侧电压与功率的数学模型。通过式(12)设计相应的控制器即可对单相 PWM 整流器进行直接功率控制; 此控制方式不需要锁相环, 但是解耦控制思想仍然没有摆脱 PI 调节的原理, 即将非线性系统线性化, 因此, 此控制性能对系统参数非常敏感。为此, 在单相 PWM 整流器直接功率控制的基础上引入微分平坦理论来对控制器进行再设计。

3 基于DFBC单相PWM整流器直接功率控制

3.1 微分平坦理论简介

微分平坦理论是由 Fliess 在 20 世纪 90 年代针对非线性系统提出的概念^[15-16,19]。微分平坦理论指出了非线性系统动力学特性的一种结构形式, 最初用于动力学系统中特定目标运动轨迹的规划^[20-21]。近年来被引入到 PWM 整流^[22]、大功率交流^[15]等电力电子领域。微分平坦理论的基本概念是: 在一个非线性系统中找出一组系统输出向量, 使得系统中所有的状态变量和输入变量都可以由这组输出向量及其有限阶微分表示, 那么这个非线性系统也可以称为微分平坦系统。例如: 设一非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x \in R^n, u \in R^m \\ y = g(x, u), & y \in R^m \end{cases} \quad (13)$$

式中: x 和 u 分别为非线性系统的状态变量和输入变量; y 为系统的输出量。若系统存在一组输出量, 满足:

$$\begin{cases} x = x(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\alpha)}) \\ u = u(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \end{cases} \quad (14)$$

则此非线性系统是微分平坦系统。式中: α 和 β 是正整数, 表示微分阶数。系统中选取的输出量也不是唯一的, 可根据系统实际情况和实现目标灵活选取。

3.2 单相 PWM 整流器直接功率控制的平坦性

选取单相 PWM 整流器系统状态变量、输入变量和输出量为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1, x_2] = [p, q]^T \\ \mathbf{u} = [u_1, u_2] = [u_{AB\alpha}, u_{AB\beta}]^T \\ \mathbf{y} = [y_1, y_2] = [p, q] \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可得

$$\begin{cases} x_1 = y_1 \\ x_2 = y_2 \end{cases} \quad (16)$$

根据式(10)和式(12)可得

$$\begin{cases} u_1 = u_{s\alpha} - \frac{2L}{U_m^2} (u_{s\alpha} \dot{y}_1 + u_{s\beta} \dot{y}_2) - \\ \quad \frac{2}{U_m^2} [(Ru_{s\alpha} + \omega Lu_{s\beta})y_1 + (\omega Lu_{s\alpha} + Ru_{s\beta})y_2] = \\ \quad \phi_1(y_1, y_2, \dot{y}_1, \dot{y}_2) \\ u_2 = u_{s\beta} - \frac{2L}{U_m^2} (-u_{s\beta} \dot{y}_1 + u_{s\alpha} \dot{y}_2) - \\ \quad \frac{2}{U_m^2} [(Ru_{s\beta} + \omega Lu_{s\alpha})y_1 - (Ru_{s\alpha} - \omega Lu_{s\beta})y_2] = \\ \quad \phi_2(y_1, y_2, \dot{y}_1, \dot{y}_2) \end{cases} \quad (17)$$

由式(16)和式(17)可以看出选取的状态变量、输入变量和输出量满足式(14), 因此系统满足微分平坦, 可根据微分平坦理论设计单相 PWM 整流器直接功率控制。

3.3 基于 DFBC 单相 PWM 整流器直接功率控制的设计

对于微分平坦系统, 如果确定了平坦输出期望值的轨迹 z , 则系统的理想状态变量 \mathbf{x} 、输入变量 \mathbf{u} 和输出量 \mathbf{y} 可以用 \mathbf{z} 来表示。

对于单相 PWM 整流器来说, 系统本身会具有一些不确定因数和内外部扰动, 如网侧电压幅值和相位突变、等效电感参数漂移、系统内部损耗。如果只按照式(17)设计控制器, 则选定的输出量就不能很好地跟踪平坦输出的期望轨迹。因此, 基于 DFBC 理论的单相 PWM 整流器直接功率控制器要分 2 部分来进行设计。第一部分是前馈控制, 即按照式(17)来进行设计; 前馈控制是此控制器设计的主导环节。第二部分是非线性误差反馈补偿控制, 由于误差的波动范围小, 因此对非线性误差反馈补偿控制可以进行线性化处理, 即利用 PI 调节器来消除系统误差^[22-23]。

本文中平坦输出的期望轨迹为 $z_d = [P^*, Q^*]$, 由于功率的参考值是直流量, 而单相 PWM 整流器在 $\alpha\beta$ 坐标系下交流侧输出电压 $u_{AB\alpha}$ 和 $u_{AB\beta}$ 为交流量, 在设计非线性误差反馈控制时大大增加了控制器的复杂度。由式(12)可以看出, $u_{AB\alpha}$ 和 $u_{AB\beta}$ 与 f_p 和 f_q 满足一次线性关系, 因此, 本文选取 $f_{pq} = [f_p, f_q]^T$ 作为此部分的中间变量, 通过规划

f_{pq} 的运行轨迹对 $u_{AB\alpha}$ 和 $u_{AB\beta}$ 的参考轨迹进行规划。根据式(10)可得 f_{pq} 的前馈控制部分的参考值为

$$\begin{cases} f_{pf}^* = 2(L \frac{dP^*}{dt} + RP^* + \omega LQ^*) \\ f_{qf}^* = 2(L \frac{dQ^*}{dt} + RQ^* - \omega LP^*) \end{cases} \quad (18)$$

令 $\Delta p = p - P^*$ 、 $\Delta q = q - Q^*$, 由式(10)可得中间变量 f_{pq} 的误差表达式为

$$\begin{cases} \Delta f_p = 2(L \frac{d\Delta p}{dt} + R\Delta p + \omega L\Delta q) \\ \Delta f_q = 2(L \frac{d\Delta q}{dt} + R\Delta q - \omega L\Delta p) \end{cases} \quad (19)$$

引入 PI 控制器对误差进行调节, 以此来消除误差影响, 可得中间变量的误差反馈补偿量。

$$\begin{cases} f_{pb}^* = (k_p + \frac{k_i}{s})(\Delta p^* - \Delta p) \\ f_{qb}^* = (k_p + \frac{k_i}{s})(\Delta q^* - \Delta q) \end{cases} \quad (20)$$

式中: 功率误差参考值 $\Delta p^* = 0$; $\Delta q^* = 0$ 。单相 PWM 整流器控制系统中间变量的参考值为

$$\begin{cases} f_p^* = f_{pf}^* + f_{pb}^* \\ f_q^* = f_{qf}^* + f_{qb}^* \end{cases} \quad (21)$$

由式(12)可得单相 PWM 整流器输入控制量的参考值。

$$\begin{bmatrix} u_{AB\alpha}^* \\ u_{AB\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{U_m^2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_p^* \\ f_q^* \end{bmatrix} \quad (22)$$

由于本文的控制对象是单相 PWM 整流器, 因此只需选取 $u_{AB\alpha}^*$ 作为 PWM 调制波进行调制, 即可满足控制系统的控制要求。系统级控制中有功功率参考值 P^* 和无功功率参考值 Q^* 可分别由实际工程运行中控制系统和运行人员来给定和改变^[24]。可在 P^* 和 Q^* 后增加一个低通滤波器以保证参考轨迹的光滑性^[15], 系统的控制框图如图 2 所示。

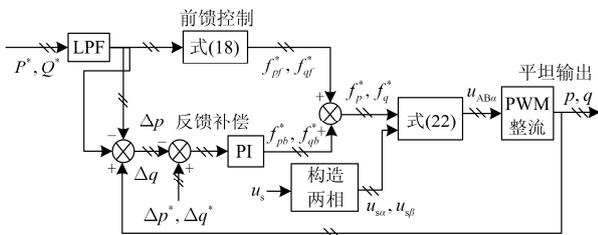


图 2 基于 DFBC 的单相 PWM 整流器直接功率控制原理图
Fig. 2 Control diagram of direct power control for single-phase

PWM rectifier based on DFBC

4 仿真结果及分析

在 Matlab/Smulink 中按图 1 的电路结构和图 2 的控制方法建立仿真模型; 为了体现该控制方式的优越性, 文中把目前常用的直接功率预测控制法的仿真波形作为对比波形进行了综合分析。两种控制方式的仿真模型采用相同的控制参数, 参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数设置

Table 1 Parameters of the simulation model	
参数	数值
电源相电压峰值/V	311
电源频率/Hz	50
线路等效电阻/ Ω	0.5
交流滤波电感/mH	6
直流侧电容值/ μ F	6000
负载电阻/ Ω	50
整流电路开关频率/kHz	3
整流器额定功率/kW	3.5

仿真图中, u_s 表示网侧电压(本文中, 两种控制方式的网侧电压在任何时刻的幅值和相位都保持同步), i_s 和 U_{dc} 分别表示采用基于 DFBC 的直接功率控制(下文中以控制 1 表示)时单相 PWM 整流器的交流侧电流和直流侧电压, i_{sr} 和 U_{dcf} 分别表示采用直接功率预测控制(下文中以控制 2 表示)时单相 PWM 整流器的交流侧电流和直流侧电压。

图 3 是单相 PWM 整流器无功给定 Q^* 突变时(此时有功给定 P^* 为 3500 W), 控制 1 和控制 2 中网侧电压、交流侧电流和直流侧电压的波形图。在 1.3 s 处, Q^* 从 -2000 var 突变到 0 var; 在 1.4 s 处, Q^* 由 0 var 突变到 2000 var。在无功突变过程中, 两种控制方式下的交流侧电流都能很好地跟随网侧电压, 且无电流过冲现象; 采用控制 1 时, 直流侧电压 U_{dc} 在 Q^* 突变时有 2 V 左右的波动, 但是在极短时间内就可以恢复平衡。采用控制 2 时, 直流侧电压 U_{dcf} 在 Q^* 突变时能够保持稳定, 但是在突变后 U_{dcf} 的波动性和平滑性相对于控制 1 来说较差。因此, 采用控制 1 系统抗干扰能力较强。

图 4 是单相 PWM 整流器有功给定 P^* 突变时(此时无功给定 Q^* 为 -2000 var), 控制 1 和控制 2 中网侧电压、交流侧电流和直流侧电压的波形图。在 1.6 s 处, P^* 从 3500 W 突变到 4500 W, 在这个过程中, 采用控制 1 时, 交流侧电流 i_s 会有微小振荡, 但无过冲现象, 且在极短时间内可以恢复稳定, 并很好地跟随网侧电压; 当 P^* 突变时, 直流侧电压 U_{dc} 跟随有功功率的改变很快地做出响应, 保证系统有

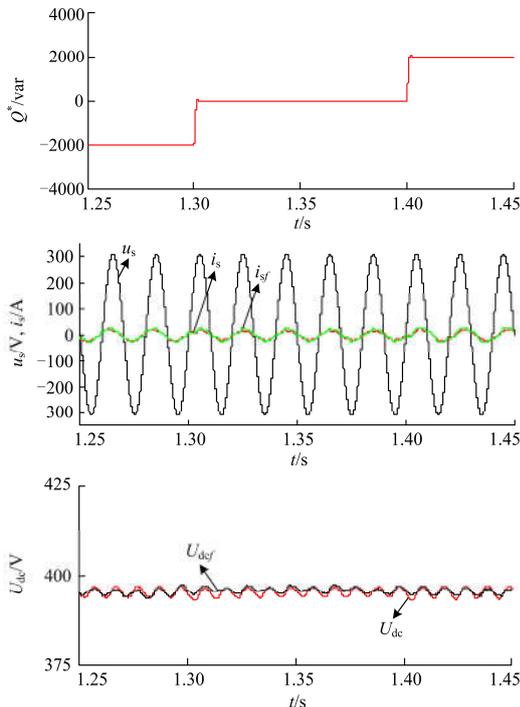


图3 单相 PWM 整流器无功给定突变时仿真波形
Fig. 3 Simulation results of the single-phase PWM rectifier as its given reactive power change

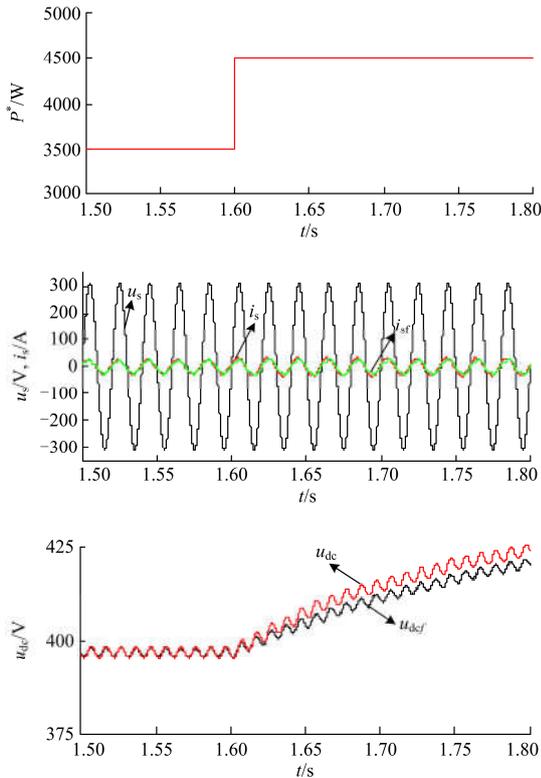


图4 单相 PWM 整流器有功给定突变时仿真波形
Fig. 4 Simulation results of the single-phase PWM rectifier as its given active power change

功率传输效率最大化。采用控制 2 时，交流侧电流 i_{sf} 会有较小的畸变发生，且在电压再次平衡的过程中，畸变一直存在， i_{sf} 的平滑性较 i_s 差一些；与控制 1 相比，直流侧电压 U_{def} 跟随有功功率的改变响应慢。因此，采用控制 1 系统的动态响应更快，输出波形的平滑性更好。

图 5 是单相 PWM 整流器网侧电压幅值突变时 (此时有功给定 P^* 为 3500W，无功给定 Q^* 为 -2000 var，下同)，控制 1 和控制 2 中网侧电压、交流侧电流和直流侧电压的波形图。在 2 s 处，电压幅值由 311 V 突变到 250 V；在 2.2 s 处，电压幅值又由 250 V 突变到 350 V。整个过程中，两种控制方式下的交流侧电流变化几乎一致，而且对网侧电压的相位都具有很好的跟随性；采用控制 1 时，直流侧电压 U_{dc} 在网侧电压突变的时刻有 2 V 左右的波动，但很快能恢复平衡；相比控制 1，采用控制 2 时，直流侧电压 U_{def} 的波动更大，且稳定后的直流侧电压会有所减小，导致传输的有功功率减少。因此，在网侧电压幅值突变时，控制 1 在稳定性和有功功率传输方面具有更好的优越性。

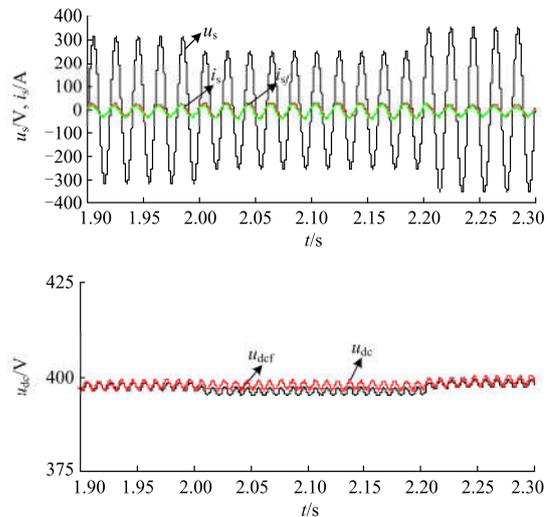


图5 单相 PWM 整流器网侧电压幅值突变时仿真波形
Fig. 5 Simulation results of the single-phase PWM rectifier as its grid voltage amplitude change

图 6 是单相 PWM 整流器网侧电压相位突变时，控制 1 和控制 2 中网侧电压、交流侧电流和直流侧电压的波形图。在 2.4 s 处，网侧电压的相位突然超前 60° ；2.6 s 处，相位突然延迟 180° 。在突变过程中，采用控制 1 时，直流侧电压 U_{dc} 有较小的波动，波动基本保持在 ± 2 V 之间；交流侧电流 i_s 在电压相位突变时有微小的脉动，但是在 1/4 个电压周期

内就可以恢复稳定, 并且相位跟随性也较好。采用控制 2 时, 直流侧电压 U_{dc} 在相位突变时的波动较大, 波动范围为 ± 8 V, 电压恢复时间较控制 1 更长; 交流侧电流 i_{sf} 在电压相位突变时脉动较大, 有冲击电流产生, 这也从侧面反映了控制 1 相比控制 2 具有更好的鲁棒性。

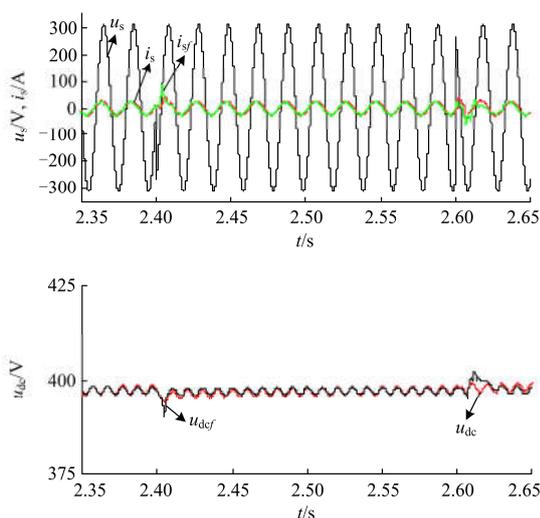


图 6 单相 PWM 整流器网侧电压相位突变时仿真波形
Fig. 6 Simulation results of the single-phase PWM rectifier as its grid voltage phase change

5 结论

1) 在取消了传统电流内环控制的基础上, 基于微分平坦的单相 PWM 整流器直接功率控制具有动态响应速度快, 抗干扰能力强等特点。

2) 控制系统无需锁相环, 且在电网电压的幅值和相位发生突变时, 该控制器仍能良好运行, 说明系统鲁棒性较好。

3) 控制系统在无功给定发生突变时能保持直流侧电压稳定, 说明该系统稳定性较强。

4) 鉴于此控制方式的优越性, 可考虑将基于微分平坦的控制方式应用于单相 PWM 整流器作为单元胞的级联型变流器中。

参考文献

- [1] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [2] 刁倩, 陆康. 差模有源阻尼在 PWM 变流器中的应用分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 108-114.
DIAO Qian, LU Kang. Analysis of differential mode active damping application in PWM converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 108-114.
- [3] 陈磊, 刘永奇, 戴远航, 等. 电力电子接口新能源并网

的暂态电压稳定机理研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(9): 15-21.

CHEN Lei, LIU Yongqi, DAI Yuanhang, et al. Study on the mechanism of transient voltage stability of new energy source with power electronic interface[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(9): 15-21.

- [4] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62.
- [5] 孙毅超, 赵剑锋, 季振东, 等. 一种基于虚拟电路闭环的单相 PWM 整流器控制新方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 222-230.
SUN Yichao, ZHAO Jianfeng, JI Zhendong, et al. A novel closed-loop control approach for single-phase PWM rectifier based on virtual circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 222-230.
- [6] BAHRAANI B, RUFER A, KENZELMANN S, et al. Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2011, 47(2): 831-840.
- [7] 邓知先, 宋文胜, 曹梦华. 单相 PWM 整流器模型预测电流控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2996-3004.
DENG Zhixian, SONG Wensheng, CAO Menghua. A model predictive current control scheme for single-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2996-3004.
- [8] 袁洁, 王耀南. 单相三电平整流器双滞环 SVPWM 电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(7): 31-36.
YUAN Jie, WANG Yaonan. Double hysteresis SVPWM current control method for single-phase three-level rectifiers[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(7): 31-36.
- [9] 赵振波, 李和明, 董淑惠. 采用电流滞环调节器的电压矢量控制 PWM 整流器系统[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 31-43.
ZHAO Zhenbo, LI Heming, DONG Shuhui. Voltage vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 31-43.
- [10] 武琳. 级联型电力电子变压器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014: 52-55.
WU Lin. Control strategy for cascaded power electronic transformer[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014: 52-55.
- [11] 王剑, 郑琼林, 高吉磊. 基于根轨迹的单相 PWM 整流器比例-谐振电流调节器设计[J]. 电工技术学报, 2012,

- 27(9): 251-256.
WANG Jian, ZHENG Qionglin, GAO Jilei. Design of current proportional-resonant regulator for single-phase PWM rectifier based on root-locus method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(9): 251-256.
- [12] 杨俊伟, 史旺旺. 交流电流直接控制的单相 PWM 整流器非线性控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 114-118.
YANG Junwei, SHI Wangwang. Nonlinear control strategy for direct AC current control in single-phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 114-118.
- [13] 唐雄民, 朱燕飞, 章云. 基于功率预测模型的单相 PWM 整流器直接功率控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(6): 845-849.
TANG Xiongmin, ZHU Feiyan, ZHANG Yun. Model-based predictive direct power control of single-phase pulse width modulation rectifier[J]. Control and Decision, 2012, 27(6): 845-849.
- [14] 罗德荣, 姬小豪, 廖武, 等. 电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电网技术, 2014, 38(11): 3109-3114.
LUO Derong, JI Xiaohao, LIAO Wu, et al. Model predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Power System Technology, 2014, 38(11): 3109-3114.
- [15] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于微分平坦理论的模块化多电平换流器控制器设计[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3475-3481.
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. Differential flatness based design of controller for modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2013, 37(12): 3475-3481.
- [16] FLIESS M. Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and example[J]. International Journal of Control, 1995, 61(6): 1327-1361.
- [17] 宋平岗, 李云丰, 王立娜. 无锁相环模块化多电平换流器直接功率控制器设计[J]. 高电压技术, 2014, 40(11): 3500-3505.
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina. Design of direct power controller for modular multilevel converter without phase lock loop[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(11): 3500-3505.
- [18] HU J B, SHANG L, HE Y K, et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach[J]. IEEE Transactions on Industrial applications, 2011, 26(1): 210-220.
- [19] 蒲天骄, 张昭, 于汀, 等. 微分平坦理论及其在自动发电控制中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(12): 22-27.
PU Tianjiao, ZHANG Zhao, YU Ting, et al. Differential flatness based control and its application in automatic generation control system[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2014, 26(12): 22-27.
- [20] 江晓玲, 郑亚青. 不完全约束绳牵引并联机器人的微分平坦性分析[J]. 机械设计与研究, 2010, 26(3): 19-28.
JIANG Xiaoling, ZHENG Yaqing. Analysis of differential flatness of incompletely restrained wire-drive parallel robots[J]. Machine Design and Research, 2010, 26(3): 19-28.
- [21] 蔡伟伟, 杨乐平, 刘新建, 等. 基于微分平坦的高超声速滑翔飞行器轨迹规划[J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(2): 61-67.
CAI Weiwei, YANG Leping, LIU Xinjian, et al. Differential flatness based trajectory planning for hypersonic glide vehicle[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(2): 61-67.
- [22] DANNEHL J, FUCHS F W. Flatness-based voltage-oriented control of three-phase PWM rectifiers[C] // The 13th International Power Electronics and Motion Control Conference. Poznan, Poland: IEEE, 2008: 444-450.
- [23] KO C H, YOUNG K Y, HUANG Y C, et al. Walk-assist robot: a novel approach to gain selection of a braking controller using differential flatness[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(6): 2299-2305.
- [24] 周杨. 基于模块化多电平换流技术的柔性直流输电系统研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
ZHOU Yang. Study of flexible HVDC based on modular multilevel converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013.

收稿日期: 2016-09-07; 修回日期: 2016-10-28

作者简介:

宋平岗(1965-), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与再生能源系统; E-mail: pgsong@qq.com

朱维昌(1991-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变压器; E-mail: 291307252@qq.com

戈旺(1992-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变压器。E-mail: 88429131@qq.com

(编辑 张爱琴)