

基于无源性与滑模变结构控制相结合的 VIENNA 整流器控制策略

陆翔^{1,2}, 谢运祥¹, 桂存兵¹, 程丽¹, 杨玉波¹

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641;

2. 广西大学 物理科学与工程技术学院, 广西 南宁 530004)

摘要: 针对 VIENNA 整流器的非线性特点, 提出一种无源性控制与滑模变结构控制相结合的混合控制策略。在建立同步旋转坐标系下 VIENNA 整流器非线性数学模型的基础上, 推导了 VIENNA 整流器的 Euler-Lagrange 数学模型, 分析了 VIENNA 整流器的无源性。利用无源性理论及滑模变结构控制理论设计了 VIENNA 整流器的控制器, 即电压外环采用滑模变结构控制、电流内环采用无源性控制的双闭环控制算法。在 MATLAB7.1/Simulink 环境中建立了仿真模型, 并搭建了 800 W 的实验样机。仿真与实验结果表明, 所提出的混合控制策略达到了控制的目的。利用无源性控制与滑模变结构控制相结合的整流器具有鲁棒性强、动态特性好、抗干扰能力强等优点。

关键词: 整流器; VIENNA 整流器; 三电平; 数学模型; 无源性控制; 滑模控制; 变结构控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.10.018

0 引言

三相三开关三电平 VIENNA 型整流器(本文称为 VIENNA 整流器)是 Kolar J. W. 等学者在 1994 年提出的^[1]。相对于两电平整流器, 该整流器输出电平数增加, 故在相同的母线电压下, 每个开关管上的电压应力仅为两电平整流器的一半; 而且由于降低了输出电压的跳变, 输出电压谐波含量减少。相对于二极管箝位式三电平整流器, 该整流器所需的开关管数量大为减少, 控制电路简单。因此, VIENNA 整流器的拓扑结构及控制策略引起了国内外学者的广泛关注^[2-7]。文献[2-3]对该拓扑的大、小信号数学模型进行了分析, 并利用 PI 算法设计了控制器; 文献[4]利用滞环控制算法设计了电流控制内环, 利用 PI 算法设计了电压控制外环; 文献[5]提出了输入输出精确线性化的方法; 文献[6]建立了整流器状态空间平均模型, 并提出了优化的 PI 控制方法; 文献[7]提出了单周控制的方法。上述控制方法都在一定程度上改善了 VIENNA 整流器的性能, 但也存在一些不足, 如控制依赖于精确的数学模型、算法过于复杂、参数整定比较麻烦等。本文提出一种无源性控制与滑模变结构控制相结合的混合控制策略, 并应用到 VIENNA 整流器的控制中。

无源性控制是以系统的能量为着手点, 所设计的控制器可实现系统的全局稳定性, 对系统参数变

化及外来扰动有较强的鲁棒性。文献[8-11]把无源性控制应用在三相 PWM 整流器中, 取得了好的效果。滑模变结构控制具有可以保证系统在参数不确定情况下的稳定性和鲁棒性, 使得它非常适合在非线性系统中应用, 文献[12-14]把滑模变结构控制应用在三相 PWM 整流器的电压外环控制中。

三相 PWM 整流器是属于两电平整流器, 而 VIENNA 整流器是属于三电平整流器, 后者在控制上比前者复杂, 但两者在控制上具有某些相通之处。借鉴无源性控制、滑模变结构控制在三相 PWM 整流器中的应用, 本文将两者相结合并应用到 VIENNA 整流器的控制中。利用无源性控制理论设计电流内环控制器, 利用滑模控制理论设计电压外环控制器。同时, 为了增强整流器的可控性, d 轴电流给定值 $i_{d,ref}$ 不是根据能量平衡条件计算出来, 而是利用基于滑模变结构控制的电压外环来获得。该混合控制策略结合了两者的优点, 确保整流器具有较好的动态特性及稳定性。

1 VIENNA 整流器数学模型

图 1 是 VIENNA 整流器的主电路, 该拓扑由 6 个快速恢复二极管 ($V_{D1}-V_{D6}$)、3 个升压电感、3 个双向功率开关管、2 组输出电容等构成。其中, u_a, u_b, u_c 为整流器三相交流输入电源; C_1, C_2 分别为直流侧上、下输出滤波电容, 其两端电压分别为 u_{C1}, u_{C2} ; R_L 为输出负载电阻, 其两端电压为整流器的输出电压 u_{dc} ; i_p, i_n 分别为输出直流母线正向电流、负向电流; i_m 为流入或流出整流器输出中点的电流; i_o 为整流器输

收稿日期: 2014-01-25; 修回日期: 2014-08-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(512277034)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(512277034)

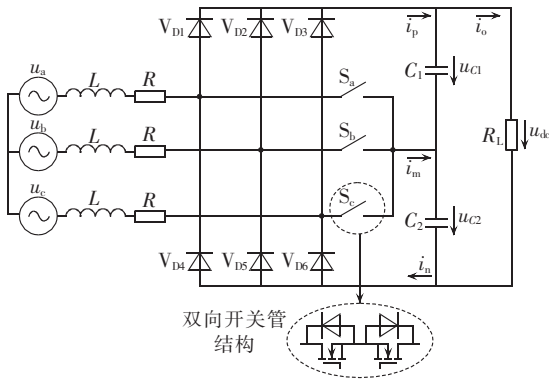


图 1 VIENNA 整流器主电路

Fig.1 Main circuit of VIENNA rectifier

出电流; L 为升压电感; R 为升压电感等效阻值。为了简化系统的结构,假设所有的功率开关器件均为理想元件,开关频率远远大于交流侧基波的频率。

在三相输入电压平衡系统中,假定直流侧 2 个电容量大小相等,即 $C_1=C_2=C$,有 $u_{C1}=u_{C2}=\frac{1}{2}u_{dc}$ 。根据文献[1-3],可得在 dq 坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + \frac{u_{dc}}{2} d'_d \\ u_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \frac{u_{dc}}{2} d'_q \\ 0 = C \frac{du_{dc}}{dt} - \frac{3}{2} d'_d i_d - \frac{3}{2} d'_q i_q + 2i_o \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_d 和 u_q 分别为 u_a, u_b, u_c 在 dq 坐标系下网侧电压; i_d 和 i_q 分别为 i_a, i_b, i_c 在 dq 坐标系下网侧电流; d'_d 和 d'_q 分别为开关函数 s_a, s_b, s_c 在 dq 坐标系下的变量。

将式(1)进一步整理为:

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{u}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L & \frac{d'_d}{2} \\ \omega L & R & \frac{d'_q}{2} \\ -\frac{3}{2} d'_d & -\frac{3}{2} d'_q & \frac{2}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

假设控制输入向量为 $\mathbf{u}=[d'_d \ d'_q]^T$,把式(2)各参量整理成如下的矩阵形式:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\varepsilon} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L & 0 \\ \omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d'_d}{2} \\ 0 & 0 & \frac{d'_q}{2} \\ -\frac{3}{2} d'_d & -\frac{3}{2} d'_q & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{R_L} \end{bmatrix}$$

根据欧拉-拉格朗日(EL)方程^[9],将式(2)写成如下 EL 模型:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}} + (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x} + \mathbf{R}'\mathbf{x} = \boldsymbol{\varepsilon} \quad (3)$$

其中, \mathbf{x} 为系统状态向量; \mathbf{M} 为正定对角阵; $\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2$ 为反映整流器系统内部互联结构的连接矩阵; \mathbf{R}' 为系统耗散元素矩阵; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为系统外部输入向量。

2 VIENNA 整流器混合控制系统设计

本文所提出的 VIENNA 整流器控制策略是电流内环采用基于无源性理论的控制方案,电压外环采用基于滑模变结构控制理论的控制方案。

VIENNA 整流器控制器设计的最终目标是使整流器功率因数为 1,直流侧输出电压稳定且等于给定电压,即 $x_2=i_q=0, x_3=u_{dc}=u_{dc,ref}$ 。假定 \mathbf{x}^* 为期望的稳定平衡点,则 $x_1^*=i_{d,ref}, x_2^*=0, x_3^*=u_{dc,ref}$ 。

2.1 基于无源性的电流内环控制器

2.1.1 VIENNA 整流器无源性分析

对于一个仿射非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 为状态变量; $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^m$ 为输入变量; \mathbf{f} 关于 (\mathbf{x}, \mathbf{u}) 局部莱布尼茨。

若存在连续可微半正定能量储存函数 $H(\mathbf{x})$ 及正定函数 $Q(\mathbf{x})$,对 $\forall T > 0$,使得耗散不等式

$$H[\mathbf{x}(t)] - H[\mathbf{x}(0)] \leq \int_0^T \mathbf{u}^T \mathbf{y} dt - \int_0^T Q(\mathbf{x}) dt \quad (5)$$

成立,则该系统是严格无源的^[9]。其中, $\mathbf{u}^T \mathbf{y}$ 是能量供给率。

假设 VIENNA 整流器系统的总能量函数为:

$$H = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M} \mathbf{x} \quad (6)$$

由式(3)、(6)可得:

$$\dot{H} = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}} = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T [\boldsymbol{\varepsilon} - (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x} - \mathbf{R}'\mathbf{x}] \quad (7)$$

由于 $\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2$ 只反映内部互联情况,对系统总能量无影响,故式(7)可变为:

$$H(T) - H(0) = \int_0^T \mathbf{x}^T \boldsymbol{\varepsilon} dt - \int_0^T \mathbf{x}^T \mathbf{R}' \mathbf{x} dt \quad (8)$$

将式(8)与式(5)比较,可知 VIENNA 整流器严格无源。

2.1.2 VIENNA 整流器电流内环设计

选择系统的误差函数为:

$$\mathbf{x}_e = \mathbf{x} - \mathbf{x}^* \quad (9)$$

由式(3)可得误差系统动态特性为:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}_e + (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x}_e + \mathbf{R}'\mathbf{x}_e = \boldsymbol{\varepsilon} - [\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* + (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x}^* + \mathbf{R}'\mathbf{x}^*] \quad (10)$$

为了使系统快速收敛到期望稳定平衡点,需注入阻尼^[9-11]。假定注入的耗散项为:

$$\mathbf{R}_d\mathbf{x}_e = (\mathbf{R}' + \mathbf{R}_a)\mathbf{x}_e \quad (11)$$

$$\text{其中, } \mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{a3} \end{bmatrix} \text{ 为阻尼注入矩阵。}$$

式(3)可改写为:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}_e + \mathbf{R}_d\mathbf{x}_e = \boldsymbol{\varepsilon} - [\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* + (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x} + \mathbf{R}'\mathbf{x}^* - \mathbf{R}_d\mathbf{x}_e] \quad (12)$$

为了使 $\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{R}_d\mathbf{x}_e = 0$, 选择如下控制律:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* + (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2)\mathbf{x} + \mathbf{R}'\mathbf{x}^* - \mathbf{R}_d\mathbf{x}_e \quad (13)$$

综合式(3)及式(13),并考虑 $\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* = 0$, 有:

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega L & 0 \\ \omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d'_d}{2} \\ 0 & 0 & \frac{d'_q}{2} \\ -\frac{3}{2}d'_d & -\frac{3}{2}d'_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^* \\ 0 \\ x_3^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{a3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - x_1^* \\ x_2 \\ x_3 - x_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

故可推导出系统的无源控制律为:

$$d'_d = \frac{2[u_d + \omega Lx_2 - Rx_1^* + r_{a1}(x_1 - x_1^*)]}{x_3^*} \quad (15)$$

$$d'_q = \frac{2(r_{a2}x_2 - \omega Lx_1)}{x_3^*} \quad (16)$$

其中, $x_1^* = i_{d,ref}$ 由下节的电压外环控制器给出。

2.2 基于滑模变结构控制的电压外环控制器

2.2.1 滑模变结构控制的基本要素

设计滑模变结构控制器,需要解决的主要问题包括合理选择切换函数以及求出控制律,使得系统满足滑模变结构控制的3个基本要素,即滑动模式的存在性、滑动模式的可达性及滑模运动的稳定性。

2.2.2 VIENNA 整流器电压外环设计

滑模变结构控制电压外环设计的主要目标是使负载电压 u_{dc} 跟随给定参考电压 $u_{dc,ref}$ 并保持稳定,且不受负载电流 i_L 的影响。设计主要包括以下2个方面:根据对动态特性的要求,选取合适的滑动面;设计控制率,使滑动模式稳定,并能够达到。

由上述假设有 $x_{e3} = x_3 - x_3^*$, 根据滑模变结构控制理论,选择以下的滑模面^[12]:

$$S(x_{e3}) = x_{e3} + k \frac{dx_{e3}}{dt} = x_{e3} + k \left(\frac{dx_3}{dt} - \frac{dx_3^*}{dt} \right) = 0 \quad (17)$$

其中, $k (k > 0)$ 为滑模系数, k 越大,表明系统到达滑

模态的时间越短,但也使滑模存在区域变窄。

根据式(1)的第3个公式,有:

$$\frac{dx_3}{dt} = \frac{3d'_q x_2 + 3d'_d x_2 - 4i_o}{2C} \quad (18)$$

由式(17)、式(18),可得:

$$S(x_{e3}) = \left[-(x_3 - x_3^*) + k \frac{dx_3}{dt} - \frac{k}{2C} (3d'_q x_2 - 4i_o) \right] \frac{2C}{3kd'_d} - x_1 = 0 \quad (19)$$

假定网侧为对称三相电压,稳态时有 $x_2 = i_q = 0$, $u_q = 0$, $x_3 = u_{dc} = x_3^* = u_{dc,ref}$, $dx_2/dt = di_q/dt = 0$, 再由式(1)可推出:

$$\begin{cases} d'_d \approx \frac{2(u_d - Rx_1)}{x_3} \\ d'_q \approx -\frac{2\omega Lx_1}{x_3} \end{cases} \quad (20)$$

把式(20)代入式(19),且由于 x_3^* 为给定的直流输出电压值,则 $dx_3^*/dt = 0$, 故可得:

$$S(x_{e3}) = \left[(x_3^* - x_3) + \frac{2k}{C} i_o \right] \frac{Cx_3}{3k(u_d - Rx_1)} - x_1 = 0 \quad (21)$$

在稳态时,有 $x_1 - x_1^* = 0$, 即 $i_d = i_{d,ref}$, 由式(21)可得 d 轴电流指令值 $i_{d,ref}$ 的表达式为:

$$x_1^* = \left[(x_3^* - x_3) + \frac{2k}{C} i_o \right] \frac{Cx_3}{3k(u_d - Rx_1)} \quad (22)$$

因此,电压外环的直流输出,就是电流内环的指令电流 $i_{d,ref}$ 。

2.3 控制器实现

根据上述分析,基于无源性控制与滑模变结构控制相结合的 VIENNA 整流器控制算法如图2所示。

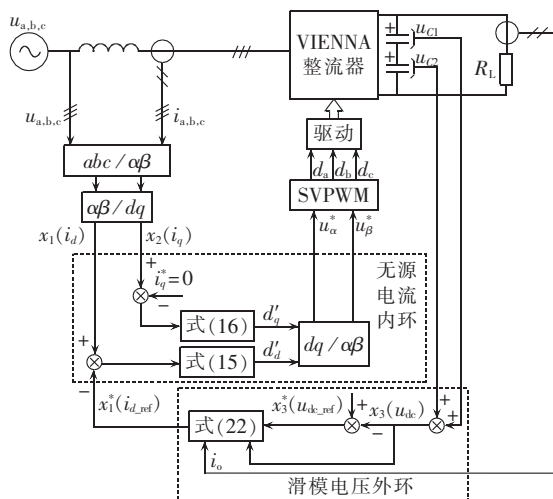


图2 VIENNA 整流器控制框图

Fig.2 Control block diagram of VIENNA rectifier

3 仿真分析及实验验证

为了验证所提出控制策略的可行性,建立了基于 MATLAB7.1/Simulink 的仿真模型。系统仿真参数如下:输入相电压为 55 V,输出电压为 200 V,输入

电感 $L = 2.8 \text{ mH}$, 线路阻抗 $R = 0.1 \Omega$, 直流侧电容 $C_1 = C_2 = 680 \mu\text{F}$, 负载电阻 $R_L = 50 \Omega$, 额定功率为 800 W , 开关频率 $f = 12 \text{ kHz}$ 。VIENNA 整流器的调制策略采用一种基于两电平空间矢量的 SVPWM 算法^[16], 并选用正小矢量为首发矢量, 通过判断连接到输出中点的那一相负载电流方向, 然后参照两者不平衡方向来调整正负小矢量的相对作用时间。引入电压调整系数 $r (0 < r < 1)$, 对小矢量作用时间进行调节, 从而实现中点电位平衡控制。

图 3 为系统刚启动时的直流输出电压响应波形。可以看出, 系统在 0.005 s 时输出电压就基本稳定, 响应速度快; 在系统稳定之前有约 4 V 的超调电压(持续时间极短), 超调量小。这验证了采用滑模控制方法可强迫系统运行轨线快速向滑动流形移动; 同时, 由于有阻尼注入, 加速了系统的收敛过程, 从而加速了系统到达稳定状态。

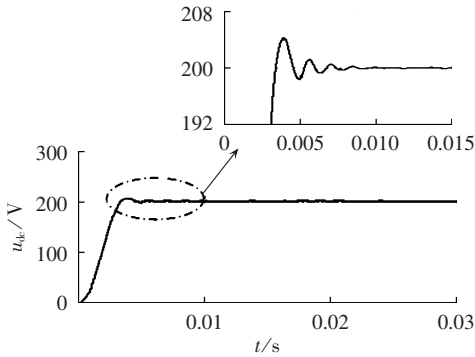
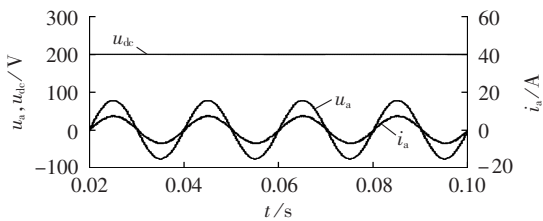


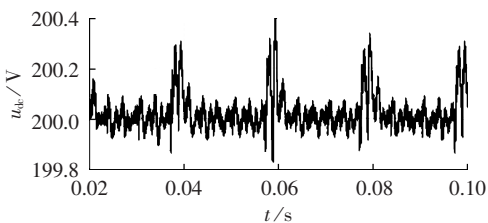
图 3 系统启动输出电压仿真波形

Fig.3 Simulative waveforms of output voltage during system startup

图 4(a)为整流器在系统稳定工作时的网侧输入电压/电流、直流输出电压波形, 由图可知整流器的输入电流与电压同相位且为正弦波, 以单位功率因



(a) 输入电压/电流、输出电压仿真波形



(b) 输出电压仿真波形(局部放大)

图 4 输入电压/电流、输出电压稳态仿真波形

Fig.4 Simulative steady-state waveforms of input voltage/current and output voltage

数运行。图 4(b)为直流输出电压的局部放大, 由图可知系统进入稳态后, 输出电压波动仅有 $\pm 0.1 \text{ V}$, 在电网过零点瞬间最大(为 0.4 V), 直流电压纹波系数很小。这验证了系统运行轨线在进入滑动阶段后, 轨线就被限制在滑动流形上移动, 即表明轨线的运动方程 $S=0$, 也说明了系统具有很好的稳定性。

图 5 为直流侧负载 R_L 在 0.05 s 时由 50Ω 突增为 100Ω 时的动态响应。由图 5 可知, 直流侧负载突增时, 输入电流突减, 输入电流波形跟踪输入电压波形, 且保持为正弦波, 无振荡过程; 直流输出电压仅波动 3 V , 经过 0.0013 s 便恢复为稳定值 200 V 。

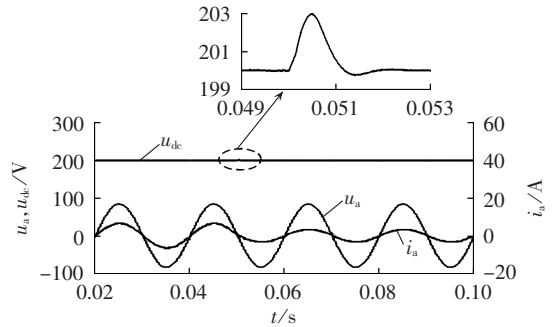


图 5 负载变化时输入电压/电流、输出电压仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of input voltage/current and output voltage during load variation

图 6 为直流给定电压在 0.05 s 时由 200 V 突减为 175 V 时系统动态响应。由图 6 可知, 给定电压突减时, 输入电流也突减, 但输入电流波形能很快地跟踪输入电压波形, 且仍保持为正弦波, 无振荡过程; 直流输出电压仅需 0.003 s 便基本稳定在 175 V , 仅有极小的超调现象。

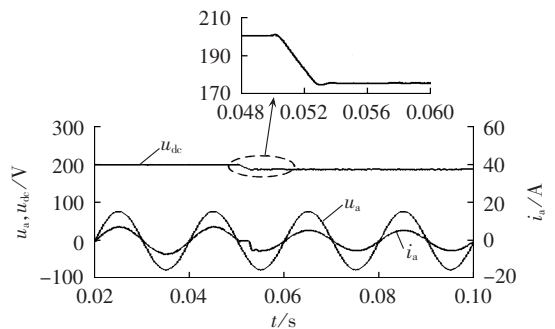


图 6 给定电压突变时输入电压/电流、输出电压仿真波形

Fig.6 Simulative waveforms of input voltage/current and output voltage during reference voltage change

由图 4—6 及分析可知, 采用本文所提出的无源性与滑模变结构控制相结合的控制策略, 系统超调小, 系统响应时间短, 对外部扰动具有强抗扰能力。无源性控制理论是以能量的观点为着手点, 通过对系统能量耗散方程进行合理配置, 促使状态变量收敛于给定值。无源性与滑模变结构控制两者相合, 使系统具有更好的动态特性以及强鲁棒性。

图 7(a)、(b)分别给出了在负载恒定及负载突变情况下 a 相输入电流的频谱情况分析,图中 A 表示谐波幅值与基波幅值之比。由图 7(a)可知输出负载恒定时谐波含量仅为 1.91%,由图 7(b)可知负载突变时谐波含量仅为 3.81%,说明该控制策略能确保输入电流波形畸变小,从而保证谐波含量低。

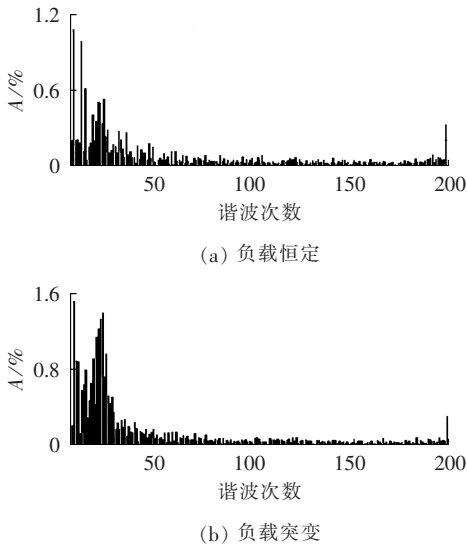


图 7 a 相电流频谱分析

Fig.7 Spectrum analysis of a-phase current

为了验证所提理论的可行性,搭建了实验平台,基本参数与仿真相同。采用 TMS320F2812 数字信号处理器完成系统的采样、状态空间矢量的计算与分配、驱动信号的分配等。双向开关由 2 个 MOS 功率管反并联组成,6 个快恢复二极管采用 IXYS 公司生产的 DSEI12-06A。图 8 为整流器工作稳定时的 a 相输入电压、输入电流与直流侧输出电压的实验波形。实验结果表明了输入电流能很好跟随输入电压且为正弦波,直流侧输出电压稳定。

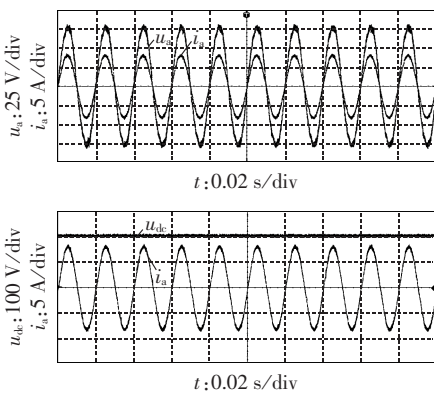


图 8 输入电压/电流与输出电压实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of input voltage/current and output voltage

4 结论

本文提出了一种无源性控制与滑模变结构控制

相结合的控制策略,并应用到 VIENNA 整流器的控制中。在 MATLAB7.1/Simulink 中搭建了仿真模型,仿真结果表明:输入电流能很好地跟踪输入电压,且为正弦波,实现了网侧功率因数为 1;谐波畸变率小;输出电压稳定。在负载突变时,输出电压变化小,且很快就能恢复到稳定值,说明该混合控制策略具有较好的动态性能,具有较好的抗干扰能力。实验结果证实了所提出控制策略的可行性。

参考文献:

- [1] KOLAR J W,ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [C]//The 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference. Vancouver,Canada:IEEE, 1994:367-374.
- [2] YOUSSEF N B H,AL-HADDAD K,KANAAN H Y,et al. Small-signal perturbation technique used for DSP-based identification of a three-phase three-level Boost-type Vienna rectifier[J]. Electric Power Applications,IET,2007,1(2):199-208.
- [3] YOUSSEF N B H,AL-HADDAD K,KANAAN H Y. Large-signal modeling and steady-state analysis of a 1.5-kW three-phase/switch/level(Vienna) rectifier with experimental validation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(3): 1213-1224.
- [4] MASWOOD A I,AL-AMMAR E,LIU F. Average and hysteresis current-controlled three-phase three-level unity power factor rectifier operation and performance[J]. Power Electronics,IET,2011, 4(7):752-758.
- [5] ANSARI R,FEYZI M R,AKBARI HAMED K,et al. Input-output linearisation of a fourth-order input-affine system describing the evolution of a three-phase/switch/level(Vienna) rectifier[J]. Power Electronics,IET,2011,4(8):867-883.
- [6] 何礼高,陈鑫兵. 变电感参数三电平不可逆 PWM 整流器的电流 PI 优化控制[J]. 电工技术学报,2011,26(7):203-209. HE Ligao,CHEN Xinbing. Optimized PI current controller of three level unidirectional PWM rectifier under variable inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(7): 203-209.
- [7] 韦微,陈新,樊轶,等. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 中国电机工程学报,2013,33(15):29-37. WEI Zheng,CHEN Xin,FAN Yi,et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(15):29-37.
- [8] 王久和,黄立培,杨秀媛. 三相电压型 PWM 整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21):20-25. WANG Jiuhe,HUANG Lippei,YANG Xiuyuan. Power control of three-phase Boost-type PWM rectifier based on passivity[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(21):20-25.
- [9] 王久和,黄立培,张金龙,等. 一种新的电压型 PWM 整流器无源控制器设计[J]. 电力自动化设备,2008,28(10):38-41,45. WANG Jiuhe,HUANG Lippei,ZHANG Jinlong,et al. Passive controller for three-phase voltage source PWM rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(10):38-41,45.

- [10] 乔树通,姜建国. 三相 Boost 型 PWM 整流器输出误差无源性控制[J]. 电工技术学报,2007,22(2):68-73.
QIAO Shutong,JIANG Jianguo. Output error passivity control of three-phase Boost-type PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(2):68-73.
- [11] LEE T S. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2004,51(4):892-902.
- [12] 帅定新,谢运祥,王晓刚. 三相 PWM 整流器混合非线性控制研究[J]. 中国电机工程学报,2009,29(12):30-35.
SHUAI Dingxin,XIE Yunxiang,WANG Xiaogang. Novel hybrid nonlinear control method for three-phase PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(12):30-35.
- [13] 丁祖军,刘保连,倪伟. PWM 整流器中优化变结构控制策略的设计[J]. 电力自动化设备,2012,32(1):76-79,83.
DING Zujun,LIU Baolian,NI Wei. Design of improved variable structure control for PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):76-79,83.
- [14] 唐勇奇,赵葵银,汪超. 基于滑模变结构控制的三相 PWM 整流器[J]. 电力自动化设备,2006,26(5):39-41.
TANG Yongqi,ZHAO Kuiyin,WANG Chao. Three-phase PWM rectifier based on sliding-mode variable structure control[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(5):39-41.
- [15] 刘晓,张庆范,侯典立. 矩阵式整流器的滑模变结构控制[J]. 电工技术学报,2013,28(4):149-156,164.
LIU Xiao,ZHANG Qingfan,HOU Dianli. Sliding mode variable structure control of matrix rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(4):149-156,164.
- [16] BURGOS R,LAI Rixin,PEI Yunqing,et al. Space vector modulator for Vienna-type rectifiers based on the equivalence between two- and three-level converters;a carrier-based implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1888-1898.

作者简介:



陆翔

陆翔(1973—),男,广西扶绥人,高级实验师,博士研究生,主要从事多电平变换器及其非线性控制方面的研究(E-mail:luxiang@gxu.edu.cn);

谢运祥(1965—),男,湖南邵阳人,教授,博士研究生导师,主要从事电力电子变流技术理论及应用方面的研究。

VIENNA rectifier control strategy based on passivity control and sliding mode variable structure control

LU Xiang^{1,2},XIE Yunxiang¹,GUI Cunbing¹,CHENG Li¹,YANG Yubo¹

(1. School of Electric Power,South China University of Technology,Guangzhou 510641,China;

2. College of Physical Science and Technology,Guangxi University,Nanning 530004,China)

Abstract: A strategy combining passive control and sliding mode variable structure control is proposed for the nonlinear VIENNA rectifier. The nonlinear mathematical model of VIENNA rectifier is built in synchronous rotating coordinate system, based on which, its Euler-Lagrange mathematical model is derived and its passivity is analyzed. A VIENNA rectifier controller is designed, including the outer voltage loop based on sliding mode variable structure control and the inner current loop based on passive control. The simulation model is established with MATLAB7.1/Simulink and an 800 W experimental prototype is built. The simulative and experimental results show that, the VIENNA rectifier with the proposed control strategy has excellent robustness, good dynamic performances, strong anti-interference ability, etc., and the desired control targets are achieved.

Key words: electric rectifiers; VIENNA rectifier; three-level; mathematical models; passivity control; sliding mode control; variable structure control