基于EL模型的VIENNA整流器无源混合控制

根据双负载VIENNA整流器拓扑结构，建立了基于欧拉－拉格朗日（Euler－Lagrange，EL）的数学模型。该数学模型采用阻尼注入方法设计了无源电流控制器，能够实现交流电流快速跟踪期望值，同时为了有效抑制稳态误差，引入PI控制，这样就形成了以无源控制为主、PI控制为辅的混合控制策略。Matlab/Simulink仿真结果表明，基于EL模型的无源混合控制策略能够使直流侧电压快速跟踪给定值、交流侧电流正弦化及单位功率因数运行，并且对负载变化具有良好的鲁棒性。与经典PI控制相比，无源混合控制的电流THD更小，验证了所提控制策略的优越性。

翟丹丹　王久和　厍冬瑾／北京信息科技大学自动化学院

翟丹丹／硕士研究生

关键词／Keywords

VIENNA整流器 ·
EL模型 ·
双负载 ·
无源混合控制 ·
SVPWM调制 ·

随着三相大功率电力电子装置在工业领域的应用越来越多，人们对电力电子设备产生的谐波污染也受到越来越多的重视。VIENNA整流器作为一种性能优良的三电平拓扑，由于所需的功率晶体管器件少、电压应力仅为直流母线电压的1/2以及无桥臂输出电压直通问题，因此无须设置驱动死区时间等[1]，基于上述的诸多优点而受到了国内外学者的广泛关注。目前针对VIENNA整流器的研究，国内外学者主要集中在控制策略研究上[2-4]；上述文献都以单负载为研究对象，采用反馈线性化控制器、PI控制器和单周期控制方案等，这些控制方法多具有控制律复杂、计算量大等缺点，对系统的控制造成影响。而无源控制理论是基于能量观点的全局定义且全局稳定的控制方法，是一种非线性控制理论，采用无源控制方法能够提高整流器的控制性能。考虑到VIENNA整流器在双负载供电（如多重化电路的输入侧等[5-6]）中的应用，本文基于无源控制理论对双负载VIENNA整流器进行了数学建模，设计了无源混合控制器，无源混合控制能够使系统单位功率因数运行及交流侧电流正弦化。

国家自然科学基金项目（51477011），北京市自然科学基金重点项目（KZ201511232035），北京市属高校科技创新能力提升计划（PXM2013）。

VIENNA整流器拓扑及数学模型

1. 双负载VIENNA整流器拓扑结构

本文以三开关VIENNA整流器作为研究对象，所研究的控制策略同样适用于六开关VIENNA整流器。双负载VIENNA整流器拓扑结构如图1所示。为建立其数学模型，假设：①电源为三相对称正弦电压；②滤波电感是线性的；③开关管为理想开关管。

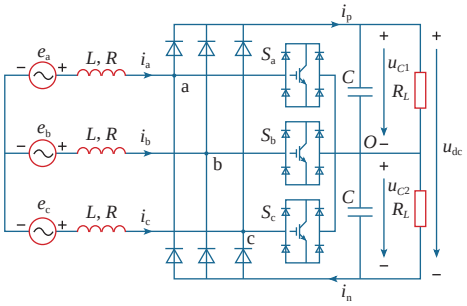

图1　双负载VIENNA整流器主电路

图中，i_a、i_b和i_c为电网三相交流电流；R、L为滤波电抗器的电阻和电感；C为直流侧电容；e_a、e_b和e_c为电网三相交流电压；u_{dc}为直流母线端电压，$u_{dc}=u_{C1}+u_{C2}$；Δu_{dc}为直流母线中性点电压波动，$\Delta u_{dc}=u_{C1}-u_{C2}$。$S_i(i=a,b,c)$为整流器开关函数，以a相为例，$S_a=1$时，功率开

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

关管导通，此时电压$u_{ao}=0$；$S_a=0$时，功率开关管关断，此时开关侧所能实现的电位是由开关管所在相的电流方向决定的。当$i_i(i=a,b,c)$流入a点时，$\mathrm{sign}(i_i)=1$，此时$u_{ao}=u_{C1}$；当$i_i(i=a,b,c)$流出a点时，$\mathrm{sign}(i_i)=-1$，此时$u_{ao}=-u_{C2}$。

2. VIENNA整流器数学模型

在三相对称电源电压情况下，VIENNA整流器在三相abc坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}+Ri_a+[\mathrm{sign}(i_a)(1-S_a)\dfrac{u_{dc}}{2}+(1-S_a)\dfrac{\Delta u_{dc}}{2}]-u_{NO}=e_a \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}+Ri_b+[\mathrm{sign}(i_b)(1-S_b)\dfrac{u_{dc}}{2}+(1-S_b)\dfrac{\Delta u_{dc}}{2}]-u_{NO}=e_b \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}+Ri_c+[\mathrm{sign}(i_c)(1-S_c)\dfrac{u_{dc}}{2}+(1-S_c)\dfrac{\Delta u_{dc}}{2}]-u_{NO}=e_c \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{u_{dc}}{R_L}-\mathrm{sign}(i_a)(1-S_a)i_a-\mathrm{sign}(i_b)(1-S_b)i_b-\mathrm{sign}(i_c)(1-S_c)i_c=0 \\ C\dfrac{\mathrm{d}\Delta u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\Delta u_{dc}}{R_L}-(1-S_a)i_a-(1-S_b)i_b-(1-S_c)i_c=0 \end{cases} \tag{1}$$

式中，u_{NO}为电源中性点N与节点O之间的电压。

u_{NO}的表达式为

$$u_{NO}=\sum_{i=a,b,c}\frac{1}{3}[\mathrm{sign}(i_i)(1-S_i)\frac{u_{dc}}{2}+(1-S_i)\frac{\Delta u_{dc}}{2}] \tag{2}$$

定义新的$d_i=(1-S_i)[\mathrm{sign}(i_i)+\dfrac{\Delta u_{dc}}{u_{dc}}]$，并且有

$$d_i(1-\frac{\Delta u_{dc}}{u_{dc}})\mathrm{sign}(i_i)\approx(1-S_i)\mathrm{sign}(i_i) \tag{3}$$

$$d_i[\mathrm{sign}(i_i)-\frac{\Delta u_{dc}}{u_{dc}}]\approx 1-S_i \tag{4}$$

为了简化数学模型，联立式（1）～式（4）得abc坐标系下新的数学模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}+Ri_a+\dfrac{1}{2}d_au_{dc}-\dfrac{1}{6}(d_a+d_b+d_c)u_{dc}=e_a \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}+Ri_b+\dfrac{1}{2}d_bu_{dc}-\dfrac{1}{6}(d_a+d_b+d_c)u_{dc}=e_b \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}+Ri_c+\dfrac{1}{2}d_cu_{dc}-\dfrac{1}{6}(d_a+d_b+d_c)u_{dc}=e_c \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{u_{dc}}{R_L}-\sum_{i=a,b,c}d_ii_i(1-\dfrac{\Delta u_{dc}}{u_{dc}})\mathrm{sign}(i_i)=0 \\ C\dfrac{\mathrm{d}\Delta u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\Delta u_{dc}}{R_L}-\sum_{i=a,b,c}d_ii_i[\mathrm{sign}(i_i)-\dfrac{\Delta u_{dc}}{u_{dc}}]=0 \end{cases} \tag{5}$$

将VIENNA整流器在三相abc坐标系下的数学模型进行等量变换为

$$M_{abc/dq0}=\frac{2}{3}\begin{pmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t-120^\circ) & \sin(\omega t+120^\circ) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t-120^\circ) & \cos(\omega t+120^\circ) \\ \dfrac{1}{2} & \dfrac{1}{2} & \dfrac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{6}$$

变换到两相同步旋转dq坐标系统下的数学模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}-\omega Li_q+Ri_d+\dfrac{1}{2}d_du_{dc}=e_d \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}+\omega Li_d+Ri_q+\dfrac{1}{2}d_qu_{dc}=e_q \\ \dfrac{C}{3}\dfrac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{u_{dc}}{3R_L}-\dfrac{1}{2}(d_di_d+d_qi_q)=0 \\ \dfrac{C}{3}\dfrac{\mathrm{d}\Delta u_{dc}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\Delta u_{dc}}{3R_L}=\dfrac{\alpha}{3}d_0i_d \end{cases} \tag{7}$$

式中，$\alpha=2/\pi$；i_d、i_q、u_{dc}和Δu_{dc}为状态变量；d_d、d_q和d_0为控制输入。

将式（7）写成EL形式

$$\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{J}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}\boldsymbol{x}=\boldsymbol{u} \tag{8}$$

式中，各矩阵具体表达式为

$$\boldsymbol{M}=\begin{pmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{3}C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{3}C \end{pmatrix};\boldsymbol{x}=\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \\ \Delta u_{dc} \end{pmatrix};\boldsymbol{u}=\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \\ \dfrac{\alpha}{3}d_0i_d \end{pmatrix};$$

$$\boldsymbol{J}=\begin{pmatrix} 0 & -\omega L & \dfrac{d_d}{2} & 0 \\ \omega L & 0 & \dfrac{d_q}{2} & 0 \\ -\dfrac{d_d}{2} & -\dfrac{d_q}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix};\boldsymbol{R}=\begin{pmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{3R_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{3R_L} \end{pmatrix}。$$

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

VIENNA整流器控制器设计

1. 系统的无源性

考虑多输入多输出系统

$$\begin{cases}\dot{x}=f(x,u)\\ y=h(x,u)\end{cases} \tag{9}$$

式中，$x\in R^n$为状态变量；$u\in R^m$为系统的输入；y为系统的输出；h为关于（x，u）的连续；f为关于（x，u）的局部连续。

对于多输入多输出系统，对任意的$T>0$，如果可以找到一个正定的函数$Q(x)$和一个半正定的能量存储函数$H(x)$，且满足耗散不等式

$$\dot{H}\leqslant u^{\mathrm{T}}y-Q(x) \tag{10}$$

那么多输入多输出系统严格无源。

对于整流器，假设系统的存储能量函数为$H=\frac{1}{2}x^{\mathrm{T}}Mx$，则有

$$\dot{H}=x^{\mathrm{T}}M\dot{x}=x^{\mathrm{T}}(u-Jx-Rx)=x^{\mathrm{T}}u-x^{\mathrm{T}}Rx \tag{11}$$

结合式（10）可以看出，系统是严格无源的，因此可进行无源控制器[8-9]的设计。

2. 无源电流控制器设计

为使系统快速收敛到期望点，且误差能量函数快速变零，采用阻尼注入方法设计无源控制器，为此令$x_{\mathrm{e}}=x-x^*$、$R_dx_{\mathrm{e}}=(R+R_{\mathrm{a}})x_{\mathrm{e}}$。其中，$x_{\mathrm{e}}$为系统误差矩阵；$R_{\mathrm{a}}$为阻尼注入矩阵；$R$为系统固有阻尼矩阵；$R_d$为注入阻尼后的系统阻尼矩阵；$x^*$为系统的期望平衡点，$x^*=[x_1^*\ x_2^*\ x_3^*\ x_4^*]^{\mathrm{T}}=[i_d^*\ 0\ u_{\mathrm{dcr}}\ 0]^{\mathrm{T}}$。

则联立式（8）可得

$$M\dot{x}_{\mathrm{e}}+Jx_{\mathrm{e}}+R_dx_{\mathrm{e}}=u-(M\dot{x}^*+Jx^*+Rx^*-R_{\mathrm{a}}x_{\mathrm{e}}) \tag{12}$$

整理式（12）得

$$\begin{aligned}M\dot{x}_{\mathrm{e}}+R_dx_{\mathrm{e}}&=u-(M\dot{x}^*+Jx^*+Jx_{\mathrm{e}}+Rx^*-R_{\mathrm{a}}x_{\mathrm{e}})\\&=u-(M\dot{x}^*+Jx+Rx^*-R_{\mathrm{a}}x_{\mathrm{e}})\end{aligned} \tag{13}$$

考虑到误差能量函数$H_{\mathrm{e}}=1/2x_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}Mx_{\mathrm{e}}$，若使误差能量函数收敛为零，即误差能量函数的导数小于零，则取无源控制器为

$$u=M\dot{x}^*+Jx+Rx^*-R_{\mathrm{a}}x_{\mathrm{e}} \tag{14}$$

这样使$\dot{H}_{\mathrm{e}}=x_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}M\dot{x}_{\mathrm{e}}=-x_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}R_dx_{\mathrm{e}}<0$，保证控制器实现的目的。

考虑到$M\dot{x}^*=0$，取$R_{\mathrm{a}}=\begin{pmatrix}r_{\mathrm{a}1}&0&0&0\\0&r_{\mathrm{a}2}&0&0\\0&0&r_{\mathrm{a}3}&0\\0&0&0&r_{\mathrm{a}4}\end{pmatrix}$，根据式（14）得

$$\begin{cases}e_d=-\omega Li_q+\frac{1}{2}d_du_{\mathrm{dc}}+Ri_d^*-r_{\mathrm{a}1}(i_d-i_d^*)\\ e_q=\omega Li_d+\frac{1}{2}d_qu_{\mathrm{dc}}-r_{\mathrm{a}2}i_q\\ 0=-\frac{1}{2}(d_di_d+d_qi_q)+\frac{1}{3}\frac{u_{\mathrm{dcr}}}{R_L}-r_{\mathrm{a}3}(u_{\mathrm{dc}}-u_{\mathrm{dcr}})\\ \frac{\alpha}{3}d_0i_d=-r_{\mathrm{a}4}\Delta u_{\mathrm{dc}}\end{cases} \tag{15}$$

根据式（15）得最终开关函数

$$\begin{cases}d_d=\dfrac{e_d+\omega Li_q-Ri_d^*+r_{\mathrm{a}1}(i_d-i_d^*)}{\frac{1}{2}u_{\mathrm{dc}}}\\ d_q=\dfrac{e_q-\omega Li_d+r_{\mathrm{a}2}i_q}{\frac{1}{2}u_{\mathrm{dc}}}\\ d_0=\dfrac{-r_{\mathrm{a}4}\Delta u_{\mathrm{dc}}}{\frac{\alpha}{3}i_d}\end{cases} \tag{16}$$

3. 直流电压控制器设计

由于上述无源电流控制器用三个控制量d_d、d_q和d_0控制四个量i_d、i_q、u_{dc}和Δu_{dc}，因此属于欠驱动系统。为增强整流器可控性，i_d^*可利用直流电压外环PI控制器得到，即利用直流电压外环实现u_{dc}的控制，这样就形成了以无源控制为主、PI控制为辅的无源混合控制策略。

直流电压外环PI控制器传递函数为

$$G(s)=K_{\mathrm{pu}}+\frac{K_{\mathrm{iu}}}{s} \tag{17}$$

电压外环以u_{dc}为控制对象，根据PI控制策略得出期望电流i_d^*，比例积分参数可按照典型Ⅱ型来整定。

综上所述，可得双负载VIENNA整流器的无源混合控制结构框图如图2所示。

三电平SVPWM简化算法

VIENNA整流器由三个桥臂组成，理论上应有

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

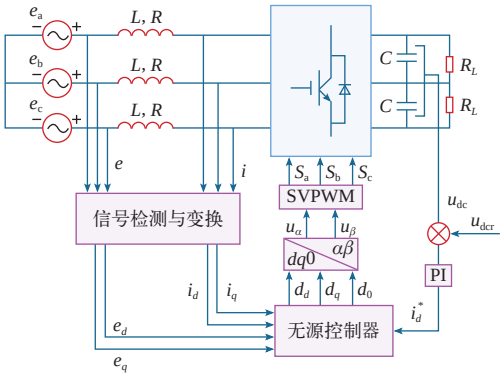

图2 双负载VIENNA整流器控制结构框图

27个开关状态，P、O和N表示对应开关状态输出电平。将开关状态转换到两相静止$\alpha\beta$坐标系中，根据拓扑结构可知，不会出现ppp、nnn的情况，因此有25个基本空间电压矢量，如图3所示。

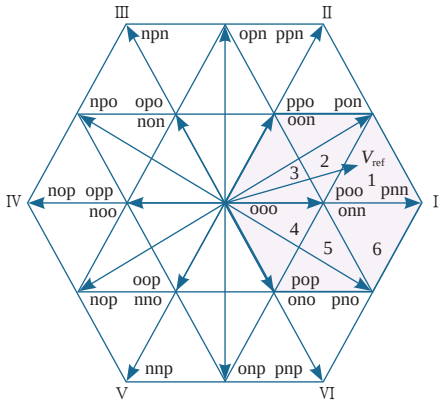

图3 基本空间电压矢量

三电平SVPWM简化算法实现的具体步骤如下：

（1）参考电压矢量区域判断

根据交流侧电流矢量位置的不同，将整个基本空间电压矢量平面划分为Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ和Ⅵ六个六边形；每个六边形按照传统两电平空间电压矢量分为1、2、3、4、5和6六个小扇区。

（2）参考电压矢量修正

对参考电压进行修正，将三电平的矢量变换成对应的两电平矢量，得到新的参考电压矢量。以六边形Ⅰ为例，原参考电压矢量$\boldsymbol{v}_{ref}$在α轴和β轴的投影为u_α和u_β，按照$u'_\alpha=u_\alpha-u_{dc}/3$、$u'_\beta=u_\beta$修正后得到新的参考电压矢量在$\alpha$轴和$\beta$轴上的投影。

（3）基本矢量作用时间的计算

参考电压修正到两电平后，开关管时间的计算就可以通过两电平下矢量调制方式进行。根据最近三角形矢量法则，将最近的基本矢量v_0、v_1和v_2合成，其作用时间分别为T_0、T_1和T_2，开关周期为T_s，根据伏秒平衡原理[10]

$$\begin{cases} v_{ref}T_s=v_0T_0+v_1T_1+v_2T_2 \\ T_s=T_0+T_1+T_2 \end{cases} \tag{18}$$

可求解基本空间矢量作用时间。

（4）时间状态分配

以六边形Ⅰ为例，开关管的开关状态S_i与新定义的开关函数d_i相对应，如表1所示。所以根据新定义的开关函数求取控制律是可行的。

表1 三电平六边形Ⅰ开关对应表

S_a	S_b	S_c	d_a	d_b	d_c
0	0	0	1	−1	−1
0	0	1	1	−1	0
0	1	0	1	0	−1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	−1	−1
1	0	1	0	−1	0
1	1	0	0	0	−1
1	1	1	0	0	0

根据两电平和三电平空间矢量等效原理计算开关作用时间，当应用到三电平时，需要对开关状态进行修正。表2为三电平六边形Ⅰ开关转换序列，表3为传统两电平开关转换序列。

表2 三电平六边形Ⅰ开关转换序列

小扇区n	六边形Ⅰ开关转换序列$S_aS_bS_c$
1	100－000－010－011
2	100－110－010－011
3	100－110－111－011
4	100－101－111－011
5	100－101－001－011
6	100－000－001－011

表3 传统两电平开关转换序列

n	开关转换序列$S_aS_bS_c$
1	000－100－110－111
2	000－010－110－-111
3	000－010－011－111
4	000－001－011－111
5	000－001－101－111
6	000－100－101－111

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

对比发现，六边形Ⅰ的a相开关转换序列取反，正好是两电平的开关转换序列，同理可得出其他六边形的规律。发现上述规律后，按照传统两电平得到PWM波，只需根据以上规律修正PWM波，就能得到实际六个六边形的PWM波，此方法简单可行。

仿真研究

用Matlab/Simulink软件对系统进行仿真，参数设置如下：交流侧使用三相对称正弦电源，相电压有效值为220 V，工频为50 Hz，电容参数为2 200 μF，电抗器电感为16 mH，电抗器内阻和线路电阻等效为0.3 Ω，额定负载为两个等效电阻50 Ω，调制频率为5 kHz，直流侧输出电压稳态期望值为800 V。注入阻尼R_a经过仿真调试，取$r_{a1}=r_{a2}=500\ \Omega$，$r_{a3}=0\ \Omega$，$r_{a4}=5\ \Omega$合适。整流器电压外环的PI参数：$k_P=0.34$，$k_I=1.22$。当采用经典PI时，整流器电流内环PI参数：$k_P=200$，$k_I=50$；电压外环PI参数：$k_P=0.36$，$k_I=1.2$。

在无源混合控制策略下，直流侧母线电压波形如图4所示，直流侧母线电压快速达到给定值800 V。交流侧三相电压与电流波形如图5所示，电流电压实现同相位，整流器实现单位功率因数运行。中性点电压波动如图6所示，波动范围很小，有效控制了Δu_{dc}。

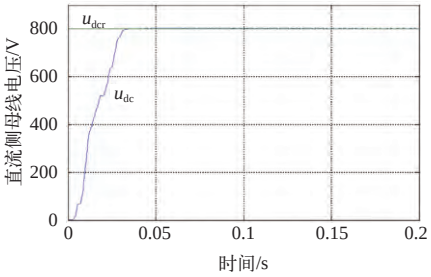

图4　直流侧母线电压

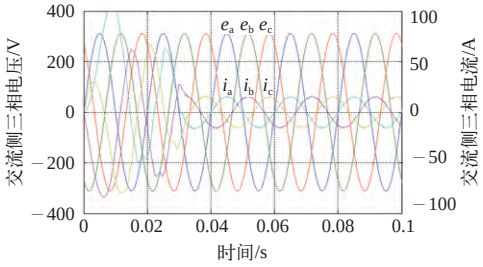

图5　交流侧三相电压与电流

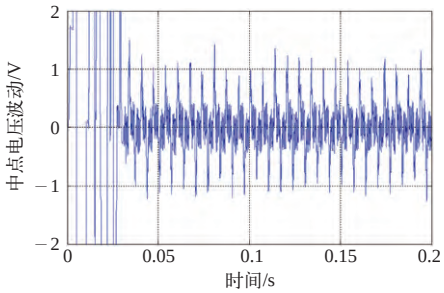

图6　中性点电压波动Δu_{dc}

为了测试无源混合控制策略下系统的鲁棒性，对系统加负载扰动，在A点0.08 s处负载从50 Ω变为20 Ω，在B点0.1 s处负载从20 Ω变为50 Ω，在C点0.18 s处负载从50 Ω变为100 Ω，在D点0.2 s处负载从100 Ω变为50 Ω，仿真结果如图7所示。系统快速响应变化，电压虽受到负载波动影响，但是迅速又稳定到给定值，无源控制策略使系统在短时间内恢复正常，验证了系统良好的鲁棒性。

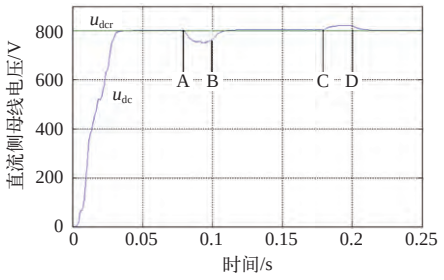

图7　负载扰动时直流侧母线电压

无源混合控制策略与经典PI对比，两种不同控制策略下直流侧母线电压输出波形如图8所示，输出电压均快速达到给定电压800 V，无源混合控制在到达稳态值的时间比PI慢，但是无超调现象。

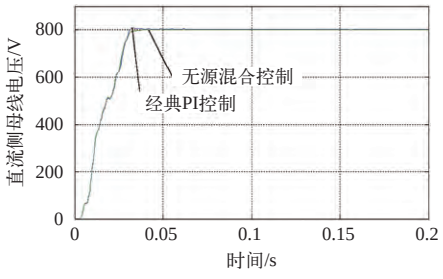

图8　两种不同控制策略下直流侧母线电压

图9和图10为两种不同控制策略下交流侧电流THD的对比分析。无源混合控制下的交流侧电流THD＝1.74%，经典PI控制下的交流电流THD＝

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

3.38%，因此无源混合控制具有较低的电流谐波。

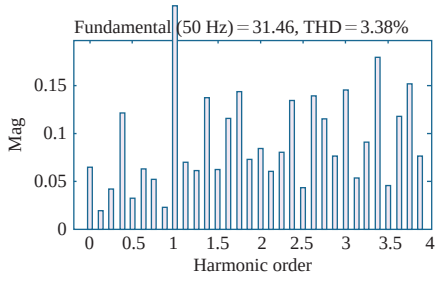

图9 无源混合控制下交流侧电流THD分析

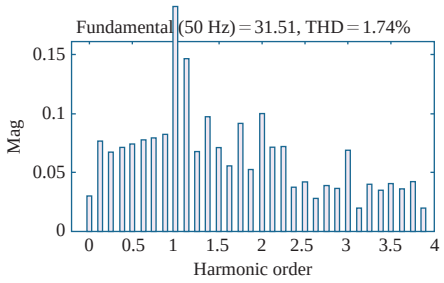

图10 经典PI控制下交流侧电流THD分析

结束语

本文建立了基于双负载VIENNA整流器的EL模型，通过阻尼注入方法设计了系统的控制器。在Matlab/Simulink环境下搭建了仿真模型，仿真结果表明整流器交流侧实现了单位功率因数运行、直流侧电压快速达到给定值的功能，并且具有一定的抗负载扰动能力。与经典PI控制相比，无源混合控制的THD更小。因此，基于EL模型的无源混合控制策略能够提高整流器的性能。

参考文献

[1] 周奖，陆翔．三相三电平三开关VIENNA整流器设计与实现 [J]．电工电气，2014 (1)：11-15.

[2] Thiago B Soeiro，Johann W Kolar．Analysis of high-efficiency three-phase two-and three-level unidirectional hybrid rectifiers [J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2013，60 (9)：3589-3601.

[3] 韦徵，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.

[4] Ansari R，Feyzi M R，Akbari Hamed K，et al．Input–output linearization of a fourth-order input-affine system describing the evolution of a three-phase/switch/level（Vienna）rectifier [J]．IET Power Electron，2011，4 (8)：867-883.

[5] 林渭勋．现代电力电子技术 [M]．北京：机械工业出版社，2005.

[6] Kanaan H，Al-Haddad K，Fnaiech F．Modelling and control of three-phase/switch/level fixed-frequency PWM rectifier：state-space averaged model [J]．IEEE Proc. Electr. Power Appl.，2005，152 (3)：551-557.

[7] Ali A Sahari，Mousavian H，Zolghadri M R，et al．A passivity-based controller via parallel damping injection for three phase/level/switch unity power factor（Vienna I）rectifier [C]．IEEE 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics（COMPEL 2008），2008：1-6.

[8] 王久和．无源控制理论及其应用 [M]．北京：电子工业出版社，2010.

[9] 王久和．电能变换器及其无源控制 [M]．北京：科学出版社，2014.

[10] 苑春明．三电平变换器SVPWM关键技术研究 [D]．合肥：合肥工业大学，2008.

（收稿日期：2015－03－22）EA

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net