

基于优化预测控制的 VIENNA 整流器研究

邹佳佳, 邵如平, 许文钱

(南京工业大学 电气工程与控制科学学院, 江苏 南京 211816)

摘要: 提出一种基于优化预测控制的 VIENNA 整流器设计方案, 在其拓扑结构原理分析的基础上, 对整流器参数进行优化设计。优化预测控制的外环控制是在功率预测控制基础上引入准比例谐振(QPR)电流控制, 其内环控制采用无差拍控制。仿真和实验表明, 该控制策略有效地实现了功率因数校正, 直流输出侧具有较好的抗扰性、平稳性。

关键词: VIENNA 整流器; 无差拍控制; 准比例谐振; 功率预测控制

中图分类号: TN751.2 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20783

Research on VIENNA Rectifier Based on Optimized Predictive Control

ZOU Jiajia, SHAO Ruping, XU Wenqian

(College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, Jiangsu, China)

Abstract: A design scheme of VIENNA rectifier based on optimized predictive control was proposed. Based on the analysis of topology principle, the rectifier parameters were optimized for the optimized predictive control. The outer loop control was introduced quasi-proportional resonant (QPR) current control based on power prediction control, and the inner loop control adopted deadbeat control. Simulation and experiments show that the control strategy effectively achieves power factor correction, and the DC output side has better immunity and smoothness.

Key words: VIENNA rectifier; deadbeat control; quasi-proportional resonance(QPR); power prediction control

VIENNA 整流器除了具有功率因数高、开关器件少、以及功率密度高等特点外, 还有电网不平衡等特殊条件下仍然可以工作、谐波抑制特性好等优点。对提供电动汽车充电的直流充电桩而言, 采用 VIENNA 整流器作为直流充电桩的前级整流模块, 是较理想的选择, 具有很高的研究意义和实际应用价值^[1]。

当下对三相 VIENNA 整流器的研究主要从脉冲调制技术和控制策略等方面入手。针对控制策略研究方面, 主要由比例积分(PI)控制、平均电流控制、单周期控制和直接功率控制等^[2]。PI 控制算法简单, 物理意义明确, 易于实现, 但在系统启动与负载突变等情况下动态特性较差, 对系统参数选取也有很高的要求^[3]。本文提出了优化预测控制控制策略, 外环采用功率预测控制^[4], 并引入准比例谐振(QPR)电流控制, 内环采用无差拍控制策略。以三相三电平 VI-

ENNA 整流器为主拓扑, 利用 Matlab/Simulink 软件以及搭建实验模型验证分析其可行性, 与传统双闭环控制进行对比, 通过对仿真波形的对比以及实验验证分析可知, 优化预测控制下的 VIENNA 整流器继承了传统双闭环控制策略的优点, 提高了直流侧的抗扰性和平稳性, 使得整流器处于单位功率因数运行。

1 VIENNA 整流器数学建模

三相三电平 VIENNA 整流器的拓扑结构如图 1 所示, VIENNA 整流器的工作状态由双向功率开关管开关状态和输入电压的相位决定。

建立 VIENNA 整流器的数学模型。定义^[5]: 双向功率开关管 S_a, S_b, S_c , 简记 $S_k (K=a, b, c)$; u_{aM}, u_{bM}, u_{cM} 分别是 VIENNA 整流器的整流桥臂输入节点 (a 点、 b 点、 c 点) 到直流侧中性点 M 之间的电压, 简记 $u_{kM} (K = a, b, c)$ 。 $S_k = 1$ 表示该双向开

关管是导通的, $S_k = 0$ 表示该双向开关管是关断的; $S_{kp} = 1$ 表示 VIENNA 整流器的上桥臂二极管导通, $S_{kn} = 0$ 表示 VIENNA 整流器的上桥臂二极管关断; $S_{kn} = 1$ 表示 VIENNA 整流器的下桥臂二极管导通, $S_{kp} = 0$ 表示 VIENNA 整流器的下桥臂二极管关断。为了方便计算, 分别推导出各个坐标系下的数学模型如下。

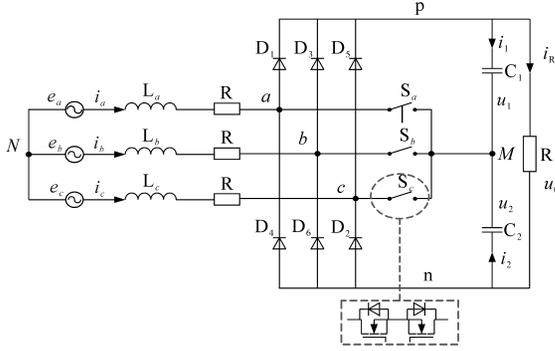


图1 三相三电平VIENNA整流器原理图

Fig.1 Principle diagram of three-phase three-level VIENNA rectifier

1.1 abc 坐标系下VIENNA整流器的数学模型

VIENNA整流器在 abc 坐标系下动态模型方程为

$$Z \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} X &= [i_a \ i_b \ i_c \ u_1 \ u_2]^T \\ U &= [u_a \ u_b \ u_c \ 0 \ 0]^T \\ Z &= \text{diag}[L_a \ L_b \ L_c \ C_1 \ C_2] \\ &= \text{diag}[L \ L \ L \ C \ C] \\ B &= \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0] \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -(S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & S_{an} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \\ 0 & 0 & 0 & -(S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \\ 0 & 0 & 0 & -(S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & \frac{1}{R} & \frac{1}{R} \\ -S_{an} & -S_{bn} & -S_{cn} & \frac{1}{R} & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: X 为输出变量; U 为输入变量; Z, A, B 为系数矩阵

1.2 $\alpha-\beta$ 坐标系下VIENNA整流器的数学模型

VIENNA整流器在 $\alpha-\beta$ 坐标系下动态模型方程为

$$Z_{\alpha\beta} \frac{dX_{\alpha\beta}}{dt} = A_{\alpha\beta} X_{\alpha\beta} + B_{\alpha\beta} U_{\alpha\beta} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} X_{\alpha\beta} &= [i_\alpha \ i_\beta \ u_1 \ u_2]^T \\ U_{\alpha\beta} &= [u_\alpha \ u_\beta \ 0 \ 0]^T \\ Z_{\alpha\beta} &= \text{diag}[L_\alpha \ L_\beta \ C_1 \ C_2] \\ &= \text{diag}[L \ L \ C \ C] \\ B_{\alpha\beta} &= \text{diag}[1 \ 1 \ 0 \ 0] \\ A_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -S_{\alpha p} & S_{\alpha n} \\ 0 & 0 & -S_{\beta p} & S_{\beta n} \\ S_{\alpha p} & S_{\beta p} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -S_{\alpha n} & -S_{\beta n} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: $X_{\alpha\beta}$ 为输出变量; $U_{\alpha\beta}$ 为输入变量; $Z_{\alpha\beta}, A_{\alpha\beta}, B_{\alpha\beta}$ 为系数矩阵。

1.3 $d-q$ 坐标系下VIENNA整流器的数学模型

VIENNA整流器在 $d-q$ 坐标系下动态模型方程为

$$Z_{dq} \frac{dX_{dq}}{dt} = A_{dq} X_{dq} + B_{dq} U_{dq} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} X_{dq} &= [i_d \ i_q \ u_1 \ u_2]^T \\ U_{dq} &= [u_d \ u_q \ 0 \ 0]^T \\ Z_{dq} &= \text{diag}[L_d \ L_q \ C_1 \ C_2] \\ &= \text{diag}[L \ L \ C \ C] \\ B_{dq} &= \text{diag}[1 \ 1 \ 0 \ 0] \\ A_{dq} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega L & -S_{dp} & S_{dn} \\ -\omega L & 0 & -S_{qp} & S_{qn} \\ S_{dp} & S_{qp} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -S_{dn} & -S_{qn} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: X_{dq} 为输出变量; U_{dq} 为输入变量; Z_{dq}, A_{dq}, B_{dq} 为系数矩阵。

2 VIENNA整流器的控制策略

本文提出优化预测控制的控制策略, 外环采用功率预测控制, 并引入准比例谐振(QPR)电流控制, 内环采用无差拍控制策略。

2.1 无差拍控制

网侧输入处于平衡状态时, 三相VIENNA整流器可以等效成单相模型^[6-7], 如图2所示。

假定开关管均为理想器件, 忽略电路中的等效电阻 R 。当功率开关管开通时:

$$u_m = L \frac{di_m}{dt} + u_c$$

$$\Rightarrow \frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L} (u_m - u_c) \quad (4)$$

当功率开关管关断时:

$$u_m - L \frac{di_m}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{di_m}{dt} = \frac{u_m}{L} \quad (5)$$

式中: $u_m (m=a, b, c)$ 为网侧电压; u_c 为电容电压; $i_m (m=a, b, c)$ 为输入电流。

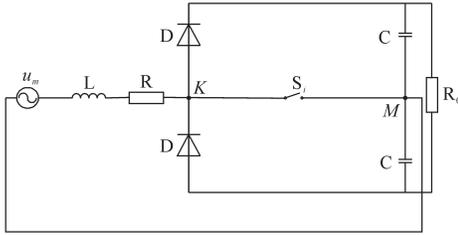


图2 三相VIENNA整流器单相等效模型

Fig.2 Single-phase equivalent model of three-phase VIENNA rectifier

图3为开关开通、关断情况下电感电流波形。

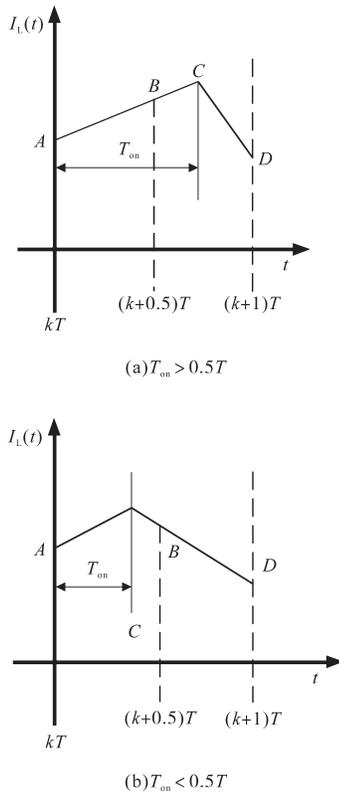


图3 开关开通、关断情况下电感电流波形

Fig.3 Inductor current waveforms under switching on and off

图3a中, 中点B处电流 $i_m(k+0.5)$ 值如下式所示^[8-9]:

$$i_m(k+0.5) = i_m(k) + \frac{T}{2L} u_m(k) \quad (6)$$

图3b中, C点处电流 $i_m(T_{on})$ 值和中点B处电流 $i_m(k+0.5)$ 值为

$$\begin{cases} i_m(T_{on}) = i_m(k) + \frac{T_{on}}{L} u_m(k) \\ i_m(k+0.5) = i_m(T_{on}) + \frac{0.5T - T_{on}}{L} [u_m(k) - u_c] \end{cases} \quad (7)$$

式(7)可以进一步化简为

$$i_m(k+0.5) = i_m(k) + \frac{T}{2L} u_m(k) - \frac{T_{on}}{L} u_c \quad (8)$$

在非常短的开关周期里, 电源电压的变化很小, 对于下一刻电源电压可以通过一阶线性外推来预测, 即

$$u_m(k+1) = 2u_m(k) - u_m(k-1) \quad (9)$$

经过理论推导, 相邻两个采样电流 $i_m(k+1)$, $i_m(k)$ 关系如下:

$$i_m(k+1) = i_m(k) + \frac{T}{L} [u_m(k) - u_c(k)] \quad (10)$$

则

$$u_c(k+1) = L \cdot \frac{i_m(k+1) - i_m(k+2)}{T} + u_m(k+1) \quad (11)$$

结合式(9), 可知:

$$u_m(k+1) = L \cdot \frac{i_m(k+1) - i_m(k+2)}{T} + 2u_m(k) - u_m(k-1) \quad (12)$$

则占空比 $D(k+1)$ 和导通时间 $T_{on}(k+1)$ 为

$$\begin{cases} D(k+1) = \frac{2u_c(k+1)}{u_m(k+1)} \\ T_{on} = \frac{2u_c(k+1)}{u_m(k+1)} T \end{cases} \quad (13)$$

2.2 准比例谐振QPR控制策略

理想谐振变换器与比例控制部分相结合, 形成比例谐振(proportional resonance, PR)。非理想谐振变换器与比例控制部分相结合, 形成准比例谐振(QPR)。比例谐振控制器同重复控制相似, 属于一种基于内模原理的控制, 其传递函数如下:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (14)$$

式中: k_p 为比例系数; k_r 为谐振系数; ω 为谐振频率。

PR调节器从数学分析和计算方面上是完全无损的, 可以实现信号跟踪的无差性; 但是PR调节器带宽太小, 在实际应用时波动点增益较小, 无法达到无穷大的增益, 严重影响幅值跟随效

果,并且系统的稳定性和增益成反比。为了解决PR调节器存在的问题,常采用准比例谐振QPR控制器,其传递函数为

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (15)$$

式中: ω_c 为截止频率。

根据式(15)得到QPR的结构框图如图4所示,QPR控制中参数值分别为: $k_p = 1, k_r = 10, \omega = 100\pi, \omega_c = 10 \text{ rad/s}$ 。

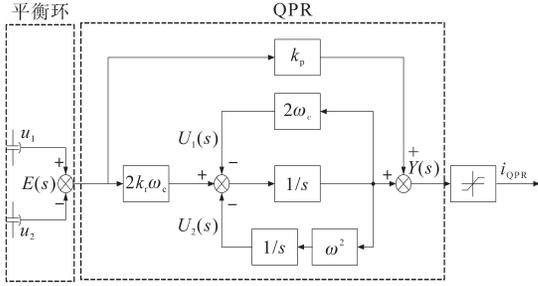


图4 准比例谐振的结构框图

Fig.4 Structure block diagram of quasi-proportional resonant

2.3 功率预测控制

2.3.1 传统功率预测控制

对于无中线的三相电压型整流器(voltage source rectifier, VSR)系统,常常将零序分量的作用忽略,认为零序分量为零。则有:

$$\begin{cases} u_{abc} = u_{abc}^P + u_{abc}^N \\ u_{aN} = u_{aN}^P + u_{aN}^N \\ u_{bN} = u_{bN}^P + u_{bN}^N \\ u_{cN} = u_{cN}^P + u_{cN}^N \\ i_{abc} = i_{abc}^P + i_{abc}^N \end{cases} \quad (16)$$

式中: u_{abc}, i_{abc} 分别为三相电源电压和三相输入电流; x^P, x^N (x 可以是电压、电流等任何文中出现的变量)分别为变量 x 的正序分量和负序分量。

在 $d-q$ 坐标系和 $\alpha-\beta$ 坐标系下电压和电流满足:

$$\begin{cases} u_{dq}^P = u_d^P + ju_q^P \\ u_{dq}^N = u_d^N + ju_q^N \\ i_{dq}^P = i_d^P + ji_q^P \\ i_{dq}^N = i_d^N + ji_q^N \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} u_{\alpha\beta} = u_{dq}^P e^{j\omega t} + u_{dq}^N e^{-j\omega t} \\ i_{\alpha\beta} = i_{dq}^P e^{j\omega t} + i_{dq}^N e^{-j\omega t} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $u_{\alpha\beta}, i_{\alpha\beta}, u_{dq}, i_{dq}$ 分别为三相VIENNA整流器在 $\alpha-\beta$ 坐标系和 $d-q$ 坐标系下交流侧电压、电流矢量。

为了简化分析和操作,在 $\alpha-\beta$ 坐标系中建立预测模型,在 $d-q$ 坐标系中进行 $S(t)$ 的数学推导。联立式(17)和式(18),则网侧视在复功率 $S(t)$ 的

表达式可以写成:

$$\begin{aligned} S(t) &= p(t) + jq(t) \\ &= (\mathbf{u}_{\alpha\beta})(\mathbf{i}_{\alpha\beta})^* \\ &= (\mathbf{u}_{dq}^P e^{j\omega t} + \mathbf{u}_{dq}^N e^{-j\omega t})(\mathbf{i}_{dq}^P e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{dq}^N e^{-j\omega t})^* \end{aligned} \quad (19)$$

式中: $*$ 为共轭运算符号; $p(t)$ 为有功功率部分; $q(t)$ 为无功功率部分。

由式(19)可以推出瞬时有功功率和无功功率的表达式分别为

$$\begin{cases} p(t) = p_{g0} + p_{gc2} \cos(2\omega t) + p_{gs2} \sin(2\omega t) \\ q(t) = q_{g0} + q_{gc2} \cos(2\omega t) + q_{gs2} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (20)$$

式中: p_{g0}, q_{g0} 分别是有功功率和无功功率的平均值; p_{gc2}, p_{gs2} 分别是2次有功余弦、正弦项谐波峰值; q_{gc2}, q_{gs2} 分别是2次无功余弦、正弦项谐波峰值。

且 $p_{g0}, q_{g0}, p_{gc2}, p_{gs2}, q_{gc2}, q_{gs2}$ 具体表达式如下式^[10]:

$$\begin{cases} p_{g0} = 1.5(u_d^P i_d^P + u_d^N i_d^N + u_q^P i_q^P + u_q^N i_q^N) \\ p_{gc2} = 1.5(u_d^N i_d^P + u_d^P i_d^N + u_q^N i_q^P + u_q^P i_q^N) \\ p_{gs2} = 1.5(u_q^N i_q^P - u_q^P i_q^N - u_d^N i_d^P + u_d^P i_d^N) \\ q_{g0} = 1.5(u_q^P i_d^P + u_q^N i_d^N - u_d^P i_q^P - u_d^N i_q^N) \\ q_{gc2} = 1.5(u_q^N i_d^P + u_q^P i_d^N - u_d^N i_q^P - u_d^P i_q^N) \\ q_{gs2} = 1.5(-u_d^N i_d^P + u_d^P i_d^N - u_q^N i_q^P + u_q^P i_q^N) \end{cases} \quad (21)$$

2.3.2 优化功率预测控制

为了抑制有功功率和无功功率的2次谐波,设定: $p_{g0} = p_0, p_{gc2} = 0, p_{gs2} = 0, q_{g0} = 0, q_{gc2} = 0, q_{gs2} = 0$ 。

电流 $[i_d^P \ i_d^N \ i_q^P \ i_q^N]^T$ 一共4个变量,所以选取部分变量组成向量 $[p_{g0} \ q_{g0} \ p_{gc2} \ p_{gs2}]^T$,则得关系如下:

$$\begin{bmatrix} i_d^P \\ i_d^N \\ i_q^P \\ i_q^N \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} u_d^P & u_d^N & u_q^P & u_q^N \\ u_q^P & u_q^N & -u_d^P & -u_d^N \\ u_d^N & u_d^P & u_q^N & u_q^P \\ u_q^N & -u_q^P & -u_d^N & u_d^P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p_0}{M_0} \begin{bmatrix} u_d^P \\ u_d^N \\ u_q^N \\ u_q^P \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中

$$M_0 = \frac{2}{3} [(u_d^P)^2 + (u_d^N)^2 + (u_q^P)^2 + (u_q^N)^2]$$

p_0 由外环的平衡环经过比例积分(PI)控制得到,公式为

$$p_0 = u_{dc}^* \left[\left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (u_{dc}^* - u_{dc}) \right] \quad (23)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分常数; u_{dc}^* 为直流侧输出电压的参考值。

在 $\alpha-\beta$ 坐标系下, α 轴和 β 轴上电流分量的参

考值 $i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*$ 和电压正序分量的参考值 $u_{\alpha}^p, u_{\beta}^p$ 可以表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & -\sin\theta_0 \\ \sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & \sin\theta_0 \\ -\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{\alpha}^p \\ u_{\beta}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & -\sin\theta_0 \\ \sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^p \\ u_q^p \end{bmatrix} \end{cases} \quad (24)$$

根据坐标系间几何关系可知三角函数矩阵满足下式:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & -\sin\theta_0 \\ \sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} & -u_{\beta} \\ u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & \sin\theta_0 \\ -\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ -u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (25)$$

为了抑制交流侧负序电流分量的影响,电流的负序分量设置为0。此外,为了提高动态性能的跟踪性,消除系统的稳态误差,引入准比例谐振电流 i_{QPR} ,且满足 $i_{\alpha QPR} = i_{QPR}, i_{\beta QPR} = 0$,则电流的参考值可以改写成:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^*(k+1) = i_{\alpha}^{*p}(k+1) + i_{\alpha QPR}(k+1) \\ i_{\beta}^*(k+1) = i_{\beta}^{*p}(k+1) \end{cases} \quad (26)$$

假定 $i(k+1)$ 与 $i(k)$ 之间相差1个周期,则 $\int_0^T idt \approx T[i(k+1) - i(k)]$ 。结合 α - β 坐标系下电流动态方程和利用 $di = \Delta i$ 这一关系,我们可以得

到 α - β 坐标系下电流的递推关系为

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{\alpha} - Ri_{\alpha}(k) - u_{c\alpha}] + i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{\beta} - Ri_{\beta}(k) - u_{c\beta}] + i_{\beta}(k) \\ i_{\alpha}^p(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{\alpha}^p - Ri_{\alpha}^p(k) - u_{c\alpha}^p] + i_{\alpha}^p(k) \\ i_{\alpha}^N(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{\alpha}^N - Ri_{\alpha}^N(k) - u_{c\alpha}^N] + i_{\alpha}^N(k) \end{cases} \quad (27)$$

式中: T_s 为系统的工作周期。

有功功率的参考值 p_g^* 和无功功率的参考值 q_g^* 可表示为

$$\begin{cases} p_g^* = -1.5[u_{\alpha}^p(k+1)i_{\alpha}^*(k+1) + u_{\beta}^p(k+1)i_{\beta}^*(k+1)] \\ q_g^* = 1.5[u_{\alpha}^p(k+1)i_{\beta}^*(k+1) - u_{\beta}^p(k+1)i_{\alpha}^*(k+1)] \end{cases} \quad (28)$$

为了满足单位功率因数这个条件,我们设定 $q_g^* = 0$ 。

通过控制运算,也可以得到有功功率的预测值 p_g 和无功功率的预测值 q_g 的表达式:

$$\begin{cases} p_g(k+1) = -1.5[u_{\alpha}(k)i_{\alpha}(k) + u_{\beta}(k)i_{\beta}(k)] \\ q_g(k+1) = 1.5[u_{\alpha}(k)i_{\beta}(k) - u_{\beta}(k)i_{\alpha}(k)] \end{cases} \quad (29)$$

优化预测控制框图如图5所示。优化预测控制策略外环在基于功率预测控制基础上引入了准比例谐振控制 i_{QPR} ,这有利于提高平稳性和动态性能;内环部分引入无差拍控制,提高了系统的动态性能和跟踪精度。

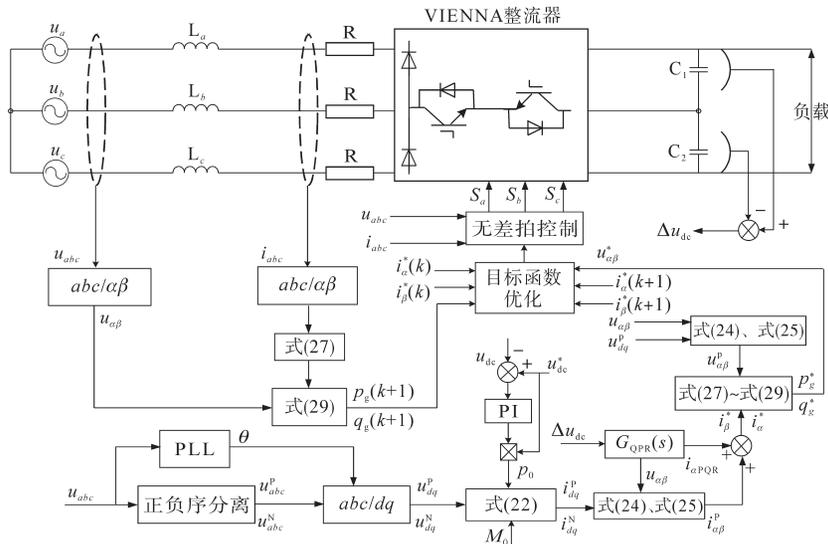


图5 优化预测控制框图

Fig.5 Optimized predictive control block diagram

3 仿真分析

为了验证提出的控制策略具有很好的动态性能和抗扰性,本文在 Matlab 环境下搭建了 VIENNA 整流器仿真模型,主要参数为:输入相电压有效值 $U_m=220\text{ V}$,直流侧输出电压 $U_{dc}=800\text{ V}$,输出功率 $P_0=16\text{ kW}$,开关频率 $f_s=50\text{ kHz}$,采样频率 $f_r=50\text{ kHz}$,交流侧滤波电感 $L=2\text{ mH}$,直流侧稳压电容 $C_1=C_2=4\ 700\ \mu\text{F}$,优化预测控制的效果与传统双闭环控制做对比。

图6为输入电压、电流仿真波形,从图6可以看出,三相VIENNA整流器的输入侧电压、电流同相位,满足单位功率因数运行。

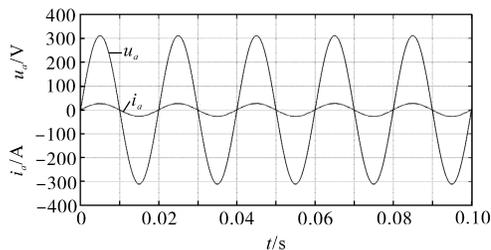
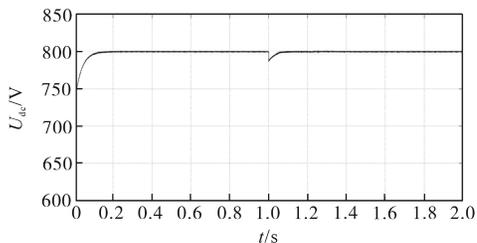


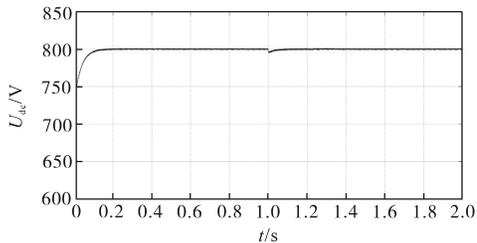
图6 输入电压电流仿真波形

Fig.6 Input voltage and current simulation waveforms

图7为负载突变时在两种不同控制策略下输出侧电压仿真波形图。当负载在1 s时刻发生突变时,从图7a和图7b可以发现:采用传统双闭环控制时,在1 s处输出侧电压发生的突降在14 V左右,经过0.08 s恢复到稳定状态;采用优化预测控制时,在1 s处输出侧电压发生的突降在5 V左右,经过0.03 s恢复到稳定状态。这反映了传统



(a)传统双闭环控制



(b)优化预测控制

图7 负载突变时输出侧电压仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of output side voltage when load changes abruptly

双闭环控制和优化预测控制对负载突变都具有良好的抗扰性,在动态性能、抗扰性和稳定性方面,优化预测控制都显得较好一些。

4 实验验证

通过理论推导及分析结果,搭建了一台15 kW的实验样机,实验参数设置和仿真参数相同,控制电路采用型号为TMS320F2812控制芯片。

图8为三相VIENNA整流器网侧输入电压、电流实验波形。从图8中可以看出,输入电流、输入电压同相位,输入电流跟随性很好,满足单位功率因数运行要求。

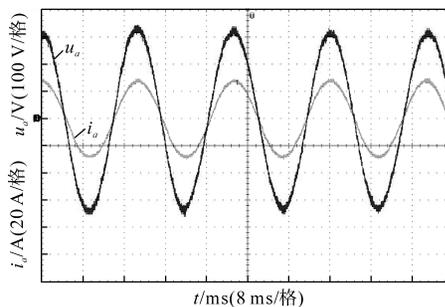
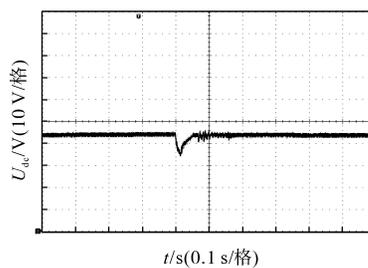


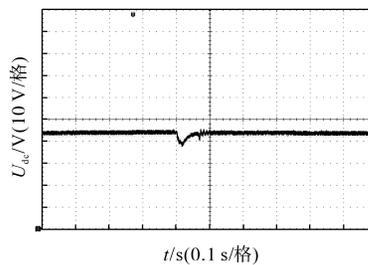
图8 三相输入电压、电流实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of three-phase input voltage and current

当负载发生突变时,直流侧输出电压的实验波形情况如图9所示。从图9中可以看出,在传统双闭环控制下,从平衡态突降了大概10 V左右,经过0.10 s恢复到稳定状态;在优化预测控制



(a)传统双闭环控制



(b)优化预测控制

图9 负载突变时直流侧输出电压实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of DC side output voltage under sudden load change

下,从平衡态大概突降了6 V左右,优化了约50%,经过0.06 s恢复到稳定状态,进一步说明了优化预测控制的抗扰性较好,平稳性较好,与仿真结果相符。

当网侧输入电压不平衡时,直流侧输出电压波形如图10所示。在网侧输入电压发生故障,由平衡态转换到不平衡态时,在传统双闭环控制下直流侧输出电压发生振荡,而在优化预测控制下直流侧输出电压发生突降,约6 V左右。传统控制相较于优化预测控制,同样的故障情况下,尽管直流侧输出电压维持在800 V附近波动,但振荡比较大,从经典控制理论上讲,这是不平衡的,平稳性较差,而优化预测控制的实验波形平稳性较好。

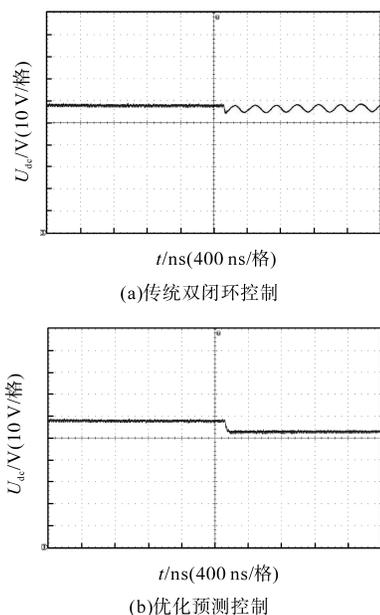


图10 网侧不平衡时直流侧输出电压实验波形
Fig.10 Experimental waveforms of DC output voltage when the network side is unbalanced

5 结论

介绍了基于优化预测控制的VIENNA整流器

设计方案。通过对主电路参数以及控制策略的分析与设计,建立基于Matlab/Simulink的仿真模型以及实验样机进行实验验证。仿真和实验表明,相对于传统的双闭环控制,优化预测控制具有较好的抗扰性、平稳性和动态性能。

参考文献

- [1] 李胜,程浩.高功率因数VIENNA整流器的研究与设计[J].电力电子技术,2018,52(10):84-89.
- [2] 马辉,鄢圣阳,王书征,等.滑模PR控制的三相Vienna整流器[J].电力系统及其自动化学报,2019,31(3):122-127,145.
- [3] 姚运琪.基于自抗扰控制技术的VIENNA整流器的研究[D].西安:西安理工大学,2018.
- [4] 李坤奇,张斌,许伟奇,等.基于不平衡电网条件下的整流器预测直接功率控制[J].现代电子技术,2018,41(11):82-86.
- [5] Xing Kaiting, Huang Xiping, Chen Guitao, et al. Research on control strategy of VIENNA rectifier under unbalanced power grid[C]// IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition(PEAC), 2018:1-5.
- [6] Kwon Yong-Dae, Park Jin-Hyuk, Kim Kyung Min, et al. Line current improvement of three-phase four-wire vienna rectifier using dead-beat control[C]// IEEE Conference on Energy Conversion(CENCON), 2017:49-54.
- [7] 高吉磊,黄先进,林飞,等.基于重复观测器的PWM整流器无差拍控制[J].电工技术学报,2010,25(6):47-54.
- [8] Zhang Yongchang, Xie Wei, Li Zhengxi. Predictive deadbeat direct power control of PWM rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(12):57-63.
- [9] Vidal A, Freijedo F D, Yepes A G, et al. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1367-1383.
- [10] 张帆,刘跃敏,范波,等.基于模型预测的三相PWM整流器直接功率控制[J].电机与控制应用,2016,43(7):27-31.

收稿日期:2019-08-29

修改稿日期:2019-09-27