

定频化 VIENNA 整流器模型预测电流控制

韩会山, 靳晨聪, 毕艳军

(邢台职业技术学院 电气工程系, 河北 邢台 054000)

摘要: VIENNA 整流器是一种高性能三相三电平整流器, 不仅网侧性能优良, 并且具有功率密度高、结构简单等特点。将模型预测控制引入了 VIENNA 整流器的电流控制当中, 并针对传统模型预测控制计算复杂、开关频率不固定的缺点, 提出了一种定频化的模型预测电流控制方法, 通过优化价值函数、引入调制模块的方式固定开关频率, 并实现网侧单位功率因数、输出直流电压稳定和输入电流正弦的目标。实验验证了所提方案的正确性。

关键词: VIENNA 整流器; 模型预测控制; 定频化; SPWM 调制

中图分类号: TM461.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21224

Fixed-frequency Model Predictive Control for a VIENNA Rectifier

HAN Huishan, JIN Chencong, BI Yanjun

(Department of Electrical Engineering, Xingtai Vocational and Technical College, Xingtai 054000, Hebei, China)

Abstract: The VIENNA rectifier is a high-performance three-phase three-level rectifier which not only has excellent grid side performance, but also features high power density and simple circuit topology. The model predictive control was introduced into the current control of VIENNA rectifier. Aiming at the disadvantages of conventional model predictive control, such as complicated calculation and unfixed switching frequency, a fixed frequency model predictive current control method was proposed. The switching frequency was fixed by optimizing the cost function and using modulation module, and the goals of unit power factor, stable output DC voltage and sinusoidal input current was realized. The experiment verify the correctness of the proposed scheme.

Key words: VIENNA rectifier; model predictive control(MPC); fixed frequency; SPWM modulation

VIENNA 整流器是一种高性能三电平整流器, 凭借其电路结构简单、功率器件少、三电平特性的优点, 在工业场合, 尤其是对网侧电流质量要求高的场合应用十分广泛^[1-4]。目前, VIENNA 整流器已经被广泛应用于充电桩、通信电源以及电机驱动等对功率密度要求较高的场合^[5]。

目前, 国内外学者针对 VIENNA 整流器的闭环控制已经进行了很多研究, 控制方法已由传统的线性控制发展至非线性控制^[6]。例如无源型控制^[7]、滑模控制^[8]等。但这些方法设计较为复杂, 不利于控制系统的实现。模型预测控制(model predictive control, MPC)作为一种新型的非线性控制方法, 由于其原理简单、适用于非线性系统、以及易于控制多个约束目标的优点, 非常适合于电力电子变换器的控制^[9-10], 而其中模型预测电流

控制(model predictive current control, MPCC)由于其对电流的直接控制, 非常适合于 VIENNA 整流器。

目前 MPC 已经开始被应用于 VIENNA 整流器当中, 文献[11]对 VIENNA 整流器数学模型进行了建立, 并将有限集模型预测控制引入到了 VIENNA 整流器系统控制中, 但是其电流给定设计复杂, 且开关频率不固定, 控制性能较差。文献[12]提出了一种基于离散空间矢量调制的模型预测控制方法, 这种方法虽然可以固定开关频率, 但是其计算复杂, 不利于控制系统的设计。文献[13]采用了一种预测控制与滑模控制相结合的滑模预测直接功率控制, 这种方法虽然可以对输入有功、无功进行有效控制, 但对输入电流控制效果较差, 并且这种混合控制方法的控制器设

计较为复杂。

针对应用于VIENNA整流器的MPC开关频率不固定、设计较为复杂等问题,本文首先将传统MPC方法引入VIENNA整流器控制中,然后通过价值函数进行优化,同时引入调制模块,实现了预测电流控制的定频化。通过实验验证了所提方案的正确性与可靠性。

1 系统模型

VIENNA整流器的电路拓扑结构如图1所示,主要由输入滤波电感、三相整流桥、双向功率桥臂以及直流滤波电容组成,不控整流桥承担大部分功率。由于直流侧中点钳位的作用,输入侧体现三电平特征。

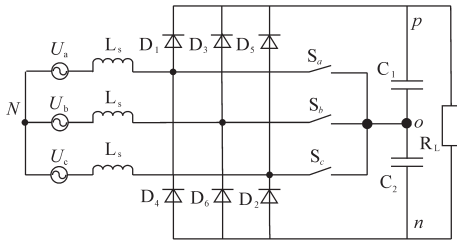


图1 VIENNA整流器电路拓扑
Fig.1 Topology of VIENNA rectifier

结合图1所示的电路拓扑,由基尔霍夫定律可以得到在abc坐标系下的系统回路方程如下式:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} = U_a - Ri_a - u_{ao} - u_{oN} \\ L_s \frac{di_b}{dt} = U_b - Ri_b - u_{bo} - u_{oN} \\ L_s \frac{di_c}{dt} = U_c - Ri_c - u_{co} - u_{oN} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_a, i_b, i_c 为三相输入电流; U_a, U_b, U_c 为三相输入电压; U_{ao}, U_{bo}, U_{co} 为交流侧桥臂中点与直流中点之间的电压; L_s 为滤波电感; u_{oN} 为直流中点与交流侧中性点之间的电压; R 为输入等效电阻。

在abc坐标系下系统三相之间有耦合,不利于MPC的实现,对此将系统数学模型转换至 $\alpha-\beta$ 坐标系下,转换矩阵如下式所示:

$$T_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

设VIENNA整流器的输入桥臂中点的电压为 U_{aN}, U_{bN}, U_{cN} ,据此可得在 $\alpha-\beta$ 坐标系下系统数学模型如下:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_\alpha}{dt} = u_\alpha - Ri_\alpha - U_{\alpha N} \\ L_s \frac{di_\beta}{dt} = u_\beta - Ri_\beta - U_{\beta N} \end{cases} \quad (3)$$

VIENNA整流器属于三相三电平拓扑,但是由于其结构是一种单向Boost型的,因此其零电压矢量输出有限,故其只能产生25种电压矢量。VIENNA整流器的空间电压矢量与开关状态对应的分布图如图2所示。

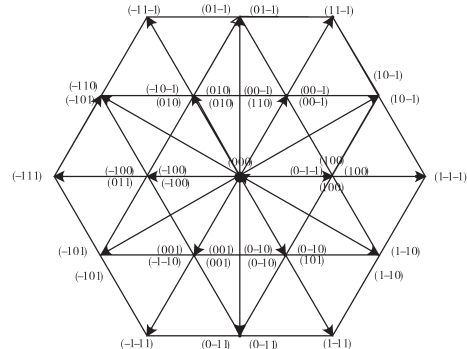


图2 空间矢量分布图

Fig.2 Space vector distribution diagram

2 传统模型预测电流控制

首先,为了得到系统的离散数学模型,需要对原有数学模型离散化,常采用一阶前向欧拉法对模型进行离散化,采用的离散表达式如下:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T} \quad (4)$$

根据式(3)所示的数学模型,采用式(4)所示的离散化方法,可获得如下式所示的系统在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的离散化数学模型:

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = \frac{T}{L_s} [u_\alpha(k) - Ri_\alpha(k) - U_{\alpha N}(k)] + i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) = \frac{T}{L_s} [u_\beta(k) - Ri_\beta(k) - U_{\beta N}(k)] + i_\beta(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $i_{\alpha\beta}(k+1)$ 分别为输入电流在 α 轴和 β 轴的分量; $u_{\alpha\beta}(k+1)$ 分别为输入电压在 α 轴和 β 轴的分量; $u_{\alpha N}(k), u_{\beta N}(k)$ 为桥臂输入电压在 α 轴和 β 轴的分量。

式(5)就是VIENNA整流器的电流预测模型。

根据系统控制目标,以预测电流与参考电流差的平方作为价值函数用于评价候选矢量,构建的价值函数表达式如下:

$$\gamma^n = [i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha^n(k+1)]^2 + [i_\beta^*(k+1) - i_\beta^n(k+1)]^2 \quad (6)$$

式中: $i_{\alpha\beta}^*(k+1)$ 为参考电流; $i_{\alpha\beta}^n(k+1)$ 为预测电流值。

在获得 VIENNA 整流器的离散数学模型之后,将图2中所示的25种电压矢量分别代入预测模型中,获得相应的预测电流,再根据价值函数选出最优电压矢量,将此矢量对应的开关状态输出作用于变换器。传统模型预测控制实现流程图如图3所示。

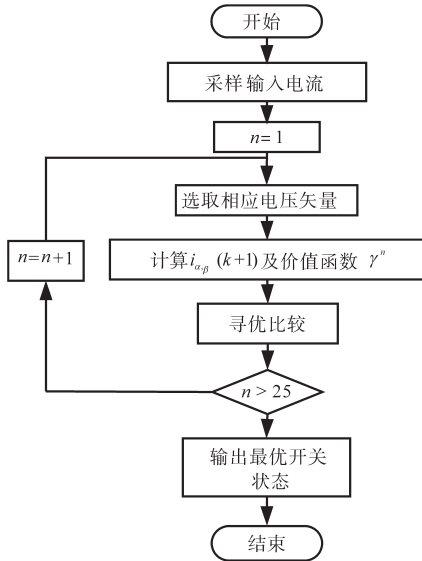


图3 MPC实现流程图

Fig.3 Flow diagram of MPC

3 定频化 MPC

传统的 MPC 存在计算复杂,开关频率不固定的缺点,这阻碍了模型预测控制在 VIENNA 整流器中的应用,因此本节提出了一种优化算法固定开关频率。

首先,将式(5)所示的系统离散数学模型转换至 $d-q$ 坐标系下,用于转换的矩阵如下式所示:

$$T_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: θ 为阻抗角,单位 rad。

将式(5)与式(7)相乘进行转换,经坐标转换后的系统预测模型如下式所示:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} u_d(k) + \omega L_i q(k) - R i_d(k) - U_d(k) \\ u_q(k) - \omega L_i d(k) - R i_q(k) - U_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $i_{d,q}(k+1)$ 为预测电流在 d, q 轴下的分量; $u_{d,q}(k)$ 为输入电压在 d, q 轴下的分量; $i_{d,q}(k)$ 输入电流在 d, q 轴下的分量; $U_{d,q}(k)$ 为桥臂电压在 d, q 轴下的分量; ω 为角频率,单位 rad/s。

式(8)就是 $d-q$ 坐标系的预测模型。

此时,重新定义 d, q 轴下的价值函数如下式:

$$\gamma_2^n = [i_d^*(k+1) - i_d^n(k+1)]^2 + [i_q^*(k+1) - i_q^n(k+1)]^2 \quad (9)$$

令 $k+1$ 时刻参考电流值和预测值相等,有:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_{dref} \\ i_q(k+1) = i_{qref} \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)中的 $i_d^*(k+1)$ 及 $i_q^*(k+1)$ 用 i_{dref} 和 i_{qref} 代替,因此,重新将式(9)所示的价值函数定义如下式所示:

$$\zeta = [i_{dref} - i_d(k+1)]^2 + [i_{qref} - i_q(k+1)]^2 \quad (11)$$

为了将式(11)中的未知量用已知量表示,结合式(8)和式(11)可以得到如下表达式:

$$\zeta = \{ i_{dref} - T/L_s [u_d(k) + \omega L_i q(k) - R i_d(k) - U_d(k)] + i_d(k) \}^2 + \{ i_{qref} - T/L_s [u_q(k) - \omega L_i d(k) - R i_q(k) - U_q(k)] + i_q(k) \}^2 \quad (12)$$

对其求偏导,且令偏导数为零,可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial \zeta}{\partial U_d(k)} = 0 \\ \frac{\partial \zeta}{\partial U_q(k)} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

由上可得 k 时刻桥臂电压参考值如下:

$$\begin{cases} U_d^*(k) = \frac{L_s}{T} (i_{dref} - i_d) [-u_d(k) + \omega L_i q(k) - R i_d(k)] \\ U_q^*(k) = \frac{L_s}{T} (i_{qref} - i_q) [-u_q(k) + \omega L_i d(k) - R i_q(k)] \end{cases} \quad (14)$$

通过式(13)、式(14)可知, $U_{d,q}^*(k)$ 为极点;同时,由式(11)知,价值函数为两项平方之和,因此 $\zeta \geq 0$,也就是说此极值点即最值点,将式(14)代入式(12)中,可使价值函数为零,即式(14)所得解为最优解。也就是说式(14)可以说明,在 k 时刻桥臂输入电压为 $U_{d,q}^*(k)$ 时, $k+1$ 时刻的电流就与参考值相等。将式(14)得到的参考电压当做调制波用于 SPWM 调制,可以实现 MPC 的定频化。定频化 MPC 的实现流程框图如图4所示,其中,电压外环

由传统PI控制器实现,这里不再进行赘述。

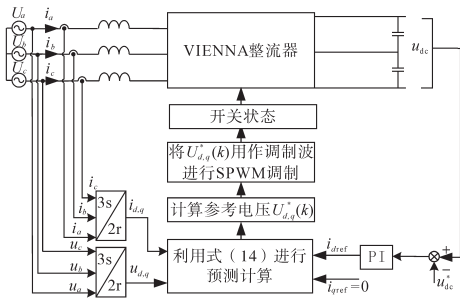


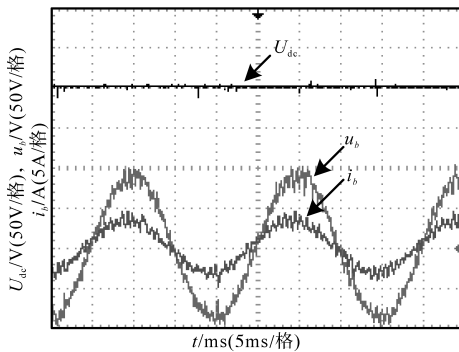
图4 实现框图

Fig.4 Realization block diagram

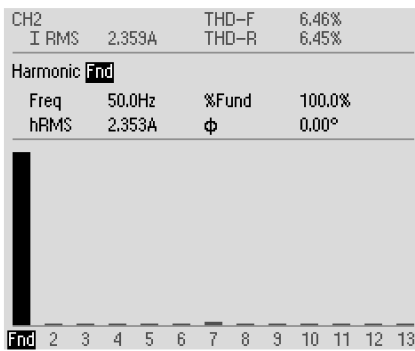
4 实验结果

为了验证本文所提方案的正确性,搭建了以ARM为控制核心的实验平台,试验参数为:直流母线电压 200 V,直流侧 $C_1=C_2=1\ 500\ \mu\text{F}$,滤波参数 $L_1=10\ \text{mH}$,采样频率 10 kHz,电网电压 100 V/50 Hz,输出功率 $P_o=500\ \text{W}$ 。

图5为在传统MPC控制下的VIENNA整流器稳态运行时的波形。从图5a可以看出,此时系统输出电压稳定在200 V左右,同时,输入电压电流相位相同,此时,输入电流正弦,但输入电流纹波较大;从图5b所示的输入电流FFT可知,此时输入电流 $\text{THD}>5\%$,不满足并网电流的要求。



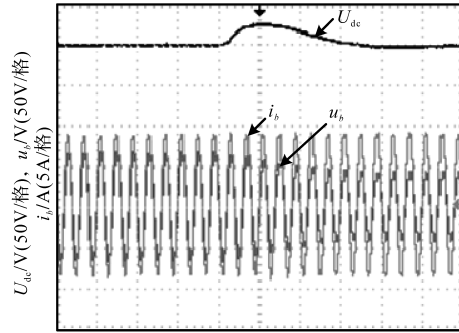
(a)传统MPC下稳态波形



(b)输入电流FFT分析

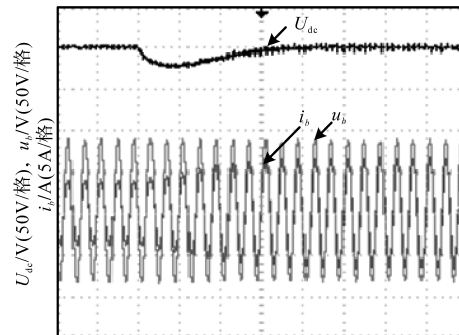
图5 传统MPC下VIENNA整流器稳态波形
Fig.5 Steady-state waveforms of VIENNA rectifier under conventional MPC

图6为采用传统MPC控制方法下的系统动态波形。图6a为系统负载由100% P_o 突变为60% P_o 时系统的动态波形;图6b为系统负载由60% P_o 突变为100% P_o 时系统的动态波形。可以看出,在传统MPC控制下,不论在负载突增还是突减情况下,输出电压都可以快速跟踪给定。



t/ms(25ms/格)

(a)负载突降



t/ms(25ms/格)

(b)负载突增

图6 传统MPC下负载突变时系统稳态波形

Fig.6 System steady-state waveforms when load is abrupt under conventional MPC

图7为采用定频化预测控制下的VIENNA整流器稳态实验波形。从图7a中可以看出,此时系统输出电压稳定在200 V左右,同时,输入电压电流同相位,此时,输入电流正弦,且纹波很小,从图7b所示的输入电流FFT可知,此时输入电流 $\text{THD}<5\%$,满足并网要求。

图8为采用定频化MPC控制方法下的系统动态波形。图8a为系统负载由100% P_o 突变为60% P_o 时系统的动态波形;图8b为系统负载由60% P_o 突变为100% P_o 时系统的动态波形。从图中可以看出,无论系统负载突增还是突减,在很短时间后系统会重新恢复稳定,输出电压可稳定在给定附近,系统具有良好的动态性能。对比图6与图8可以发现,定频化MPC基本可以实现与传统MPC一样的动态控制性能,这说明了定频化MPC在提高稳态控制性能的同时,动态性能也保持良好。

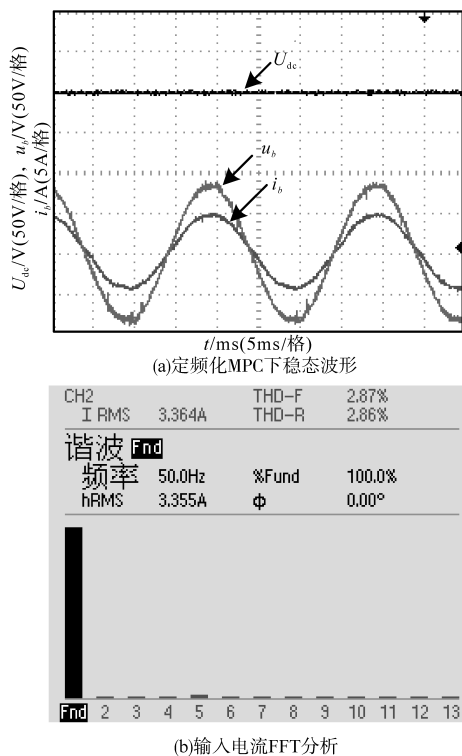


图7 定频化MPC下稳态波形

Fig.7 Steady-state waveforms under fixed-frequency MPC

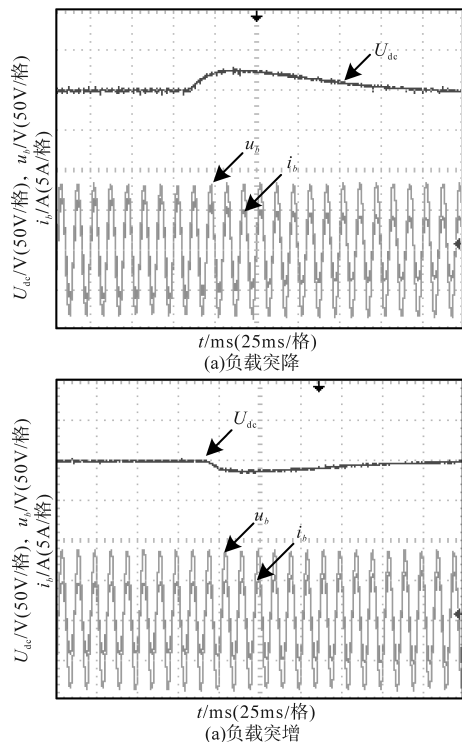


图8 定频化MPC下负载突变时系统稳态波形

Fig.8 System steady-state waveforms when load is abrupt under fix-frequency MPC

5 结论

本文将MPC引入到了VIENNA整流器的控

制中,并针对传统MPC开关频率不固定的缺点提出了一种定频化MPC方法,通过引入d-q坐标系下离散数学模型,并进行价值函数优化,预测出新的调制信号,用过SPWM调制使开关频率固定,优化系统控制性能。通过搭建实验样机,利用实验证明了所提方法能有效改善系统控制性能。

参考文献

- [1] 朱文杰,陈昌松,段善旭.一种改善Vienna整流器输入电流品质的载波钳位调制方法[J].电工技术学报,2019,34(8):1677-1688.
- [2] 张锦,於锋,高磊,等.Vienna整流器模型预测电流控制优化方案研究[J].电源学报,2020,18(5):110-117.
- [3] Adhikari J, Prasanna IV, Panda S K. Reduction of input current harmonic distortions and balancing of output voltages of the Vienna rectifier under supply voltage disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7):5802-5812.
- [4] Leibl M, Kolar J W, Deuringer J. Sinusoidal input current discontinuous conduction mode control of the VIENNA rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11):8800-8812.
- [5] 王绍煦,曾奕彰,黎文权,等.基于载波移相控制的三相VIENNA整流器研究[J].通信电源技术,2019,36(3):16-19.
- [6] 全生财,郭文勇,李大飞.三相电流型PWM整流器改进型模型预测控制[J].电工电能新技术,2017,36(8):30-35.
- [7] 翟丹丹,王久和,匡冬瑾.基于EL模型的VIENNA整流器无源混合控制[J].电气应用,2015,34(12):69-74.
- [8] 马辉,鄢圣阳,王书征,等.三相Vienna整流器的QPR滑模控制策略研究[J].电子技术应用,2019,45(1):118-121.
- [9] 梅杨,王梁,黄伟超.间接矩阵变换器-异步电机调速系统的优化模型预测控制[J].电工技术学报,2019,34(14):2884-2893.
- [10] Zhou Z, Xia C, Gu X, et al. Model predictive control of three-phase voltage source rectifiers under unbalanced grid voltage conditions[C]//7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), Manchester: IET, 2014:1-6.
- [11] Izadinia A R, Karshenas H R. Optimized current control of Vienna rectifier using finite control set model predictive control [C]//2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference(PEDSTC), Tehran, IEEE, 2016:596-601.
- [12] 朱文杰,陈昌松,段善旭.一种基于离散空间矢量调制的Vienna整流器模型预测控制方法[J].中国电机工程学报,2019,39(20):6008-6016.
- [13] 马辉,危伟,鄢圣阳,等.Vienna整流器的滑模预测直接功率控制[J].电力电子技术,2019,53(1):97-100.

收稿日期:2019-12-06

修改稿日期:2020-02-18