

一种 PWM 整流器的模型预测控制方法

马宏伟,李永东,郑泽东,许 烈

(清华大学 电机系,北京 100084)

摘要: 为了提高脉冲宽度调制(PWM)整流器的动态响应速度,降低其对系统参数的依赖性,提出了一种改进的模型预测控制(MPC)方法。该方法以 PWM 整流器的一阶差分方程为预测模型,采用不同的控制周期分别对内环电流和外环电压进行预测,并实现对性能函数的优化求解,将传统 MPC 的三元高阶受限最优解问题转换为一个二元一阶非受限最优问题和一个一元一阶非受限最优问题,克服了传统 MPC 运算量大、难以实时控制的缺点,同时保留了传统 MPC 优化控制、反馈校正等优点。实验结果表明,相比于传统的矢量控制,所提方法能够有效提高 PWM 整流器的响应速度,并显著提高系统的鲁棒性,改进系统控制性能。

关键词: 整流器; 模型预测控制; 比例积分控制; 鲁棒性; PWM

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.11.004

0 引言

三相脉冲宽度调制 PWM(Pulse Width Modulation)整流器具有输出直流电压可控、输入电流谐波含量低、功率因数可调及能量双向流动等优点,因此广泛应用于整流、交流调速、有源滤波和新能源并网发电等领域^[1-6]。

PWM 整流器通过适当的控制策略,可以控制其直流侧电压和交流侧功率因数跟随参考值。在这个过程中,已有的控制策略包括基于比例积分 PI(Proportional Integral)或比例谐振 PR(Proportional Resonant)的矢量控制^[7-10]、直接功率控制 DPC(Direct Power Control)^[11]、幅相控制^[12]和电流预测控制^[13]等。其中基于 PI 控制器的矢量控制方法具有交流侧有功和无功分理解耦、控制器结构简单、易于实现等特点,是目前应用最为广泛的控制方式,但具有动态响应较慢、参数鲁棒性较差等缺点。由于 PI 控制器

参数对系统参数的依赖性较高,故无论理论计算还是仿真结果中的控制器参数对真实系统控制器参数的指导意义都较低;在实际应用中,其控制器参数的整定多依赖于工程经验,这也为大功率现场的调试带来一定的风险。

模型预测控制 MPC(Model Predictive Control)是一种通过对系统未来有限时间域内的状态进行预判进而确定当前控制动作的控制方式,它是一种非线性的最优化控制方法,具有控制效果好、鲁棒性强的特点。传统的 MPC 方法在线运算量过大,耗时过长,因此难以用于功率变换器的控制场合^[14-16]。为此,本文提出了一种改进的 MPC 方法,以 PWM 整流器的一阶差分方程为预测模型,通过对内环电流和外环电压采用不同控制周期分别预测、分别优化性能函数的方法,降低了传统 MPC 的复杂度,具有运算量小、易于实现的特点。实验结果也表明,本文方法具有动态响应快、参数鲁棒性强的特点。

收稿日期:2012-12-17;修回日期:2013-08-14

Analysis of equivalent damping coefficient for simplified model of synchronous generator

YU Yiping¹, SONG Zhongpeng², JU Ping¹, JIN Yuqing¹, QIN Chuan¹

(1. Research Center for Renewable Energy Generation Engineering of Ministry of Education, Hohai University, Nanjing 210098, China; 2. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: By the comparison between simplified and detailed generator models, the mathematical expression of damping torque coefficient is deduced for the simplified model of generator in single-machine infinite system. Prony method is adopted to analyze the oscillation mode of generator according to its changes in active power, power angle and angular speed after disturbance, and the corresponding damping torque is calculated. The damping torque coefficient of simplified generator model is determined according to the sensitivity of oscillation mode to the damping torque coefficient of practical model. The rationality of the proposed method is verified by the case study for single-machine infinite bus system and IEEE 39-bus system.

Key words: synchronous generators; models; damping coefficient; Prony analysis; sensitivity analysis

1 PWM 整流器的数学模型

图 1 为典型的两电平 PWM 整流器的主电路结构图。

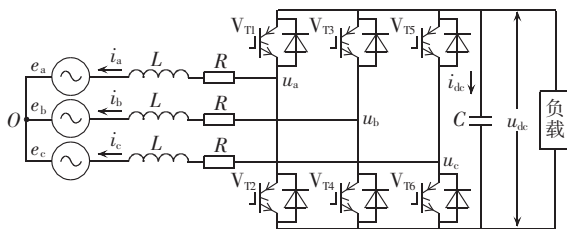


图 1 PWM 整流器主电路结构图

Fig.1 Main circuit of PWM rectifier

在同步旋转坐标系中, PWM 整流器交流侧数学模型可以表述为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + Lp i_d - \omega_c Li_q + e_d \\ u_q = Ri_q + Lp i_q + \omega_c Li_d + e_q \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_d 、 u_q 分别为整流器交流侧输出电压 d 、 q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为整流器交流侧输出电流 d 、 q 轴分量; e_d 、 e_q 分别为电网电压 d 、 q 轴分量; L 、 R 分别为交流侧电感及其内阻; ω_c 为同步角频率; p 为对时间的求导算子。

此时, 从整流器流向电网的功率可以表述为:

$$\begin{cases} P_g = e_d i_d + e_q i_q \\ Q_g = e_q i_d - e_d i_q \end{cases} \quad (2)$$

其中, P_g 、 Q_g 分别为整流器流向电网的有功和无功功率。

根据功率平衡原理, 整流器直流侧的数学模型可以表述成:

$$u_{dc} i_{dc} = u_{dc} C p u_{dc} = -P_g - \Delta P \quad (3)$$

其中, u_{dc} 为直流侧电压; C 为直流侧电容; ΔP 为负载吸收功率。

式(1)~(3)表明, 可以通过控制交流侧电流来控制交流侧功率的有功和无功分量, 进而控制直流侧的电压和交流侧的功率因数。这就是 PWM 整流器电压外环-电流内环控制结构的基本原理。

2 改进的 MPC

2.1 电流环的 MPC 策略

一般地, PWM 整流器希望电流内环有尽可能快的响应速度, 因此, 希望其有尽可能短的控制周期。这里选取开关周期 T_s (本文认为开关周期和采样周期一致) 为系统的控制周期, 将式(1)进行离散化表述, 可以得到:

$$\begin{cases} i_d(k+1k) = a i_d(k) + b i_q(k) - c e_d(k) + c u_d(k-1) + c \Delta u_d(k) \\ i_q(k+1k) = a i_q(k) + b i_d(k) - c e_q(k) + c u_q(k-1) + c \Delta u_q(k) \end{cases} \quad (4)$$

$$a = 1 - T_s R / L, \quad b = T_s \omega_c, \quad c = T_s / L$$

其中, $i_{dq}(k+1k)$ 表示在 k 时刻对 $k+1$ 时刻电流的预测值; $i_{dq}(k)$ 、 $e_{dq}(k)$ 分别表示电网电流、电网电压在 k 时刻的采样值; $u_{dq}(k-1)$ 表示整流器交流侧在 $k-1$ 时刻输出的控制电压值; $\Delta u_{dq}(k)$ 表示整流器交流侧在 k 时刻输出的控制电压增量。

式(4)即为电流环的预测模型, 它表明在任意采样时刻 k , 只要知道当前时刻的电网电流值、电网电压值、整流器交流侧电压上一个时刻输出值和当前时刻增量, 即可根据预测模型得到下一个采样时刻 $k+1$ 时的电流值。

式(4)给出的是一种开环预测模型, 在实际系统中, 其预测的准确性将受到整流器参数准确性和传感器采样干扰等诸多因素的影响。为抑制这些非理想因素的干扰, 提高系统鲁棒性, 可在预测模型中引入反馈校正项, 如式(5)所示。

$$\begin{cases} i_{dm}(k+1k) = i_d(k+1k) + x_d(k) \\ i_{qm}(k+1k) = i_q(k+1k) + x_q(k) \end{cases} \quad (5)$$

其中, $i_{dqm}(k+1k)$ 表示经反馈校正项修正后的预测电流; $x_{dq}(k)$ 为反馈校正项, 由 k 时刻的实际电流采样值与 $k-1$ 时刻对 k 时刻电流的预测值求差得到, 即:

$$\begin{cases} x_d(k) = f_1[i_d(k) - i_{dm}(k|k-1)] \\ x_q(k) = f_2[i_q(k) - i_{qm}(k|k-1)] \end{cases}$$

其中, f_1 、 f_2 为校正系数。

k 时刻, 电流环控制的目标是使 $k+1$ 时刻电流的预测值与电流给定值尽可能接近, 同时控制量变化又不要过大, 因此给出电流环的控制性能评价函数:

$$\begin{aligned} J(k) = & \varepsilon_1 [i_d^*(k+1) - i_{dm}(k+1k)]^2 + \\ & \varepsilon_2 [i_q^*(k+1) - i_{qm}(k+1k)]^2 + \\ & \lambda_1 \Delta u_d^2(k) + \lambda_2 \Delta u_q^2(k) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $i_d^*(k+1)$ 、 $i_q^*(k+1)$ 分别为 d 、 q 轴电流参考值; ε_1 、 ε_2 、 λ_1 、 λ_2 分别为 d 轴电流误差、 q 轴电流误差、 d 轴控制电压变化量、 q 轴控制电压变化量在性能函数中所占的权重。

控制的目的在于通过合理地选择 $\Delta u_d(k)$ 和 $\Delta u_q(k)$ 的值, 使得 $J(k)$ 达到最小。通过最优化方法求解, 可以得到整流器交流输出电压的最优增量为:

$$\begin{cases} \Delta u_d(k) = \frac{c \varepsilon_1 [i_d^*(k+2) - i_{dm}(k+2k) - x_d(k)]}{c^2 \varepsilon_1 + \lambda_1} \\ \Delta u_q(k) = \frac{c \varepsilon_2 [i_q^*(k+2) - i_{qm}(k+2k) - x_q(k)]}{c^2 \varepsilon_2 + \lambda_2} \end{cases} \quad (7)$$

2.2 电压环的 MPC 策略

一般地, PWM 整流器要求外环的带宽应该小于内环带宽, 以使得外环和内环能够有效配合。因此, 这里设直流侧电压外环的控制周期为:

$$T = n T_s \quad (8)$$

其中, n 为与直流侧电压环带宽有关的整数参变量。

式(3)可以重写为:

$$\frac{1}{2} C p u_{dc}^2 = -P_g - \Delta P \quad (9)$$

由于 ΔP 是由负载决定的量,无法进行有效预测,为方便推导,视其为扰动,不考虑其影响。根据式(8)对式(9)进行离散化,与电流环预测模型类似地得到电压环预测模型为:

$$u_{dc}^2(k+1k) = u_{dc}^2(k) - h P_g(k-1) - h \Delta P_g(k) \quad (10)$$

$$h = 2T/C$$

添加反馈校正项后,得到:

$$u_{dc}^2(k+1k) = u_{dc}^2(k+1k) + \gamma(k) \quad (11)$$

其中, $\gamma(k)$ 为反馈校正项,由当前控制周期采样值和上一控制周期的预测值做差得到,即:

$$\gamma(k) = j[u_{dc}^2(k) - u_{dc}^2(k|k-1)]$$

其中, j 为校正系数。

此时,电压环控制的目标是使下一个控制周期直流电压的预测值与其参考值尽可能接近,同时交流侧功率变化不要过大,因此给出性能评价函数为:

$$W(k) = \varepsilon_3 [u_{dc}^2(k+1) - u_{dc}^2(k+1k)]^2 + \lambda_3 \Delta P_g^2 \quad (12)$$

其中, $u_{dc}^2(k+1)$ 为直流侧电压参考值, ε_3 、 λ_3 分别为直流电压平方的误差、交流侧有功功率变化量在性能函数中的权重。

为使得 $W(k)$ 最小,通过最优化求解方法,得到交流侧有功功率的最优增量为:

$$\Delta P_g(k) = \frac{h \varepsilon_3 [u_{dc}^2(k+1) - u_{dc}^2(k+1k) - \gamma(k)]}{h^2 \varepsilon_3 + \lambda_3} \quad (13)$$

根据上述推导,电压外环的输出为交流侧有功功率的参考值,而电流内环的输入应为交流电流参考值,因此,需要建立起交流侧功率和交流侧电流之间的转换关系,才能连接起外环的输出与内环的输入。由式(2)可得交流侧功率和交流侧电流之间的转换关系如式(14)所示。

$$F(P_g, Q_g): \begin{cases} i_d^+ = \frac{e_d^+ P_g + e_q^+ Q_g}{e_d^{+2} + e_q^{+2}} \\ i_q^+ = \frac{e_q^+ P_g - e_d^+ Q_g}{e_d^{+2} + e_q^{+2}} \end{cases} \quad (14)$$

因此得到基于 MPC 的 PWM 整流器控制框图如图 2 所示。

3 实验与分析

为了验证本文所提出方法的有效性,搭建了 PWM 整流器实验平台,进行相关实验。实验平台以 TI 公司的 TMS320F28335 为主控芯片,选用 IGBT 作为主电路功率开关,其他主要参数为:交流侧电感 8 mH,直流侧电容 3.3 mF,直流母线电压设定值 650 V,直流侧负载 250 Ω ,开关频率 5 kHz。实验中电流环参数设置为 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 1.0$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 0.0001$, $f_1 = f_2 = 0.01$; 电

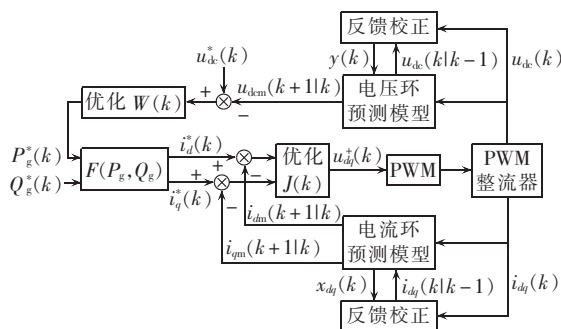
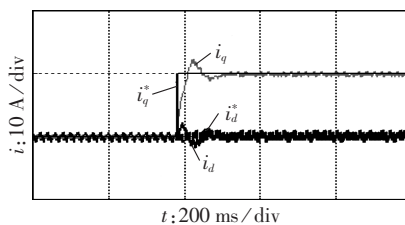


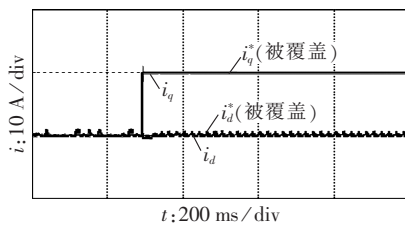
图 2 基于 MPC 的 PWM 整流器控制框图

Fig.2 Block diagram of MPC-based PWM rectifier control

压环参数设置为 $\varepsilon_3 = 1.0$, $\lambda_3 = 1.0$, $f_3 = 0.1$; 实验结果如图 3—5 所示。



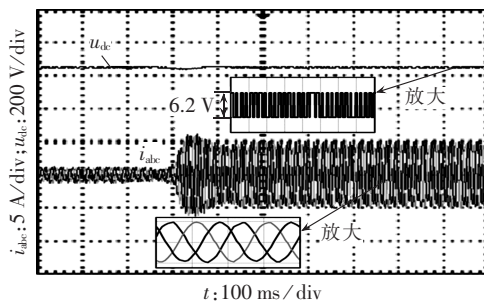
(a) 传统矢量控制方法



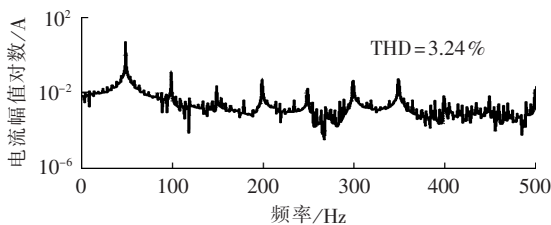
(b) 改进的 MPC 方法

图 3 PWM 整流器电流环阶跃响应实验结果

Fig.3 Results of current loop step response experiment for PWM rectifier



(a) 时域响应结果



(b) 稳态网侧相电流谐波分析

图 4 PWM 整流器突加负载实验结果

Fig.4 Results of sudden load experiment for PWM rectifier

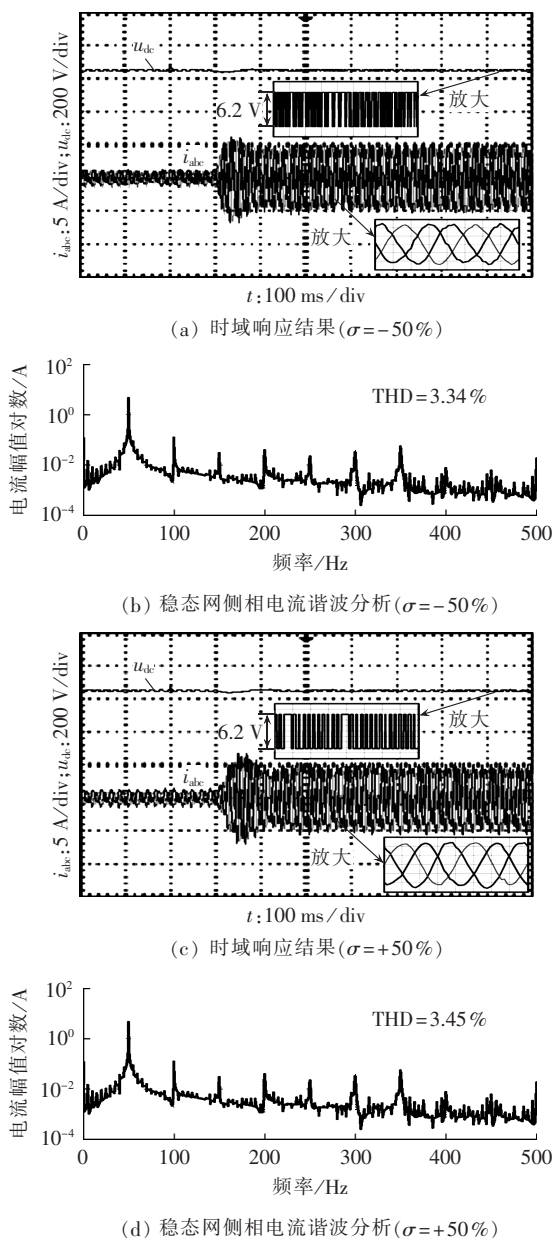


图 5 不同电感误差度下突加负载实验结果

Fig.5 Results of sudden load experiment for different inductance errors

图 3 为 PWM 整流器电流环阶跃响应的实验结果。由图 3(a)可知,采用传统 PI 矢量控制的 PWM 整流器电流环,其阶跃响应时间在 100 ms 左右,并伴随有较为明显的超调,而阶跃响应过程中, dq 轴电流之间有明显的相互影响,这是一个典型的 PI 系统响应过程,是由 PI 控制器本身的特性决定的。由图 3(b)可知,采用本文 MPC 方法的 PWM 整流器电流环,其阶跃响应时间显著缩短,在几个开关周期之内即可完成对参考值的跟随;同时,系统的超调、 dq 轴电流纹波以及 dq 轴之间的相互影响都明显改善,这是由于 MPC 控制器在每一个开关周期内对性能函数定量优化而得到的控制性能。

图 4 为采用本文方法的 PWM 整流器突加直流

负载的实验结果。可以看到,突加负载的过程中,直流母线的暂态跌落约为 12 V,低于母线工作电压的 2%,动态响应时间不超过 100 ms,且网侧电流没有明显超调,表现出了较好的动态特性。稳态直流母线电压纹波约为 $\pm 0.95\%$,稳态电网侧电流的 THD 约为 3.24%(实验环境下,电网电压的 THD 约为 2%),因此,该 PWM 整流器也具有较好的稳态特性。

传统 PI 控制的 PWM 整流器的鲁棒性较低,尤其对交流侧电感参数的准确性依赖较高。为了验证本文 MPC 方法的鲁棒性,以交流侧电感为例,对其在 50% 误差度下的 PWM 整流器进行突加直流负载的相关测试,实验结果如图 5 所示。

电感参数误差度的定义见式(15)。

$$\sigma = \frac{L_s - L}{L} \times 100\% \quad (15)$$

其中, σ 为交流侧电感误差度, L 为交流侧电感实际值, L_s 为控制器中使用的交流电感参数值。

对比图 5 和图 4 可知,当电感误差度为 $\pm 50\%$ 时,系统的动静态特性没有受到明显的影响,其稳态网侧电流的 THD 略有升高,但变化范围很小,表现出了良好的参数鲁棒性。因此仿真结果中的控制器参数可以直接应用于真实系统中,为大功率场合的调试带来了便利。

4 结论

为了提高 PWM 整流器的动态响应速度,降低其对系统参数的依赖,本文提出了一种改进的 MPC 方法。该方法以 PWM 整流器的一阶差分方程为预测模型,在各自控制周期内分别对内环电流和外环电压进行预测,并求取各自性能函数的最优解,以实现 PWM 整流器的控制。该方法克服了传统 MPC 运算量大、难以实时控制的缺点,并保留了其在线优化、反馈校正等优点,具有算法简单、易于实现的特点。实验结果表明,相比于传统 PI 控制方法,本文方法能够有效提高系统的响应速度,显著提高系统的鲁棒性,改进系统控制性能,是一种有效的 PWM 整流器控制方法。

参考文献:

- [1] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2003:1-4.
- [2] 李永东,肖曦,高跃. 大容量多电平变换器[M]. 北京:科学出版社,2005:1-22.
- [3] 刘保连,丁祖军,张宇林. 三相电压源型 PWM 整流器优化控制策略[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):59-63.
LIU Baolian, DING Zujun, ZHANG Yulin. Optimal control strategy of three-phase voltage-source PWM rectifier[J]. Electronic Power Automation Equipment, 2011, 31(12): 59-63.
- [4] 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):76-83.
- DING Zujun,LIU Baolian,NI Wei. Design of improved variable structure control for PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):76-83.
- [5] 邓卫华,张波,丘东元,等. 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(7):97-103.
- DENG Weihua,ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. The research of decoupled state variable feedback linearization control method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(7):97-103.
- [6] 何凤有,李渊,刘毅. 基于 LQRI 控制的三电平 PWM 整流器的实现[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):74-77.
- HE Fengyou,LI Yuan,LIU Yi. Implementation of three-level PWM rectifier based on LQRI control[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(4):74-77.
- [7] BLASKO V,KAURA V. A new mathematical model and control of a three-phase AD-DC voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1997,12(1):116-123.
- [8] JOSEPH K,MICHAEL F C,EUGENE C. The application of multi-frequency resonant controllers in a DFIG to improve performance by reducing unwanted power and torque pulsations and reducing current harmonics[C]//IEEE Universities Power Engineering Conference(UPEC 2010). Cardiff,United Kingdom:IEEE,2010:1-6.
- [9] RIOUAL P,POULIQUEN H,LOUIS J. Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1996,11(3):495-502.
- [10] YIN B,ORUGANTI R,PANDA S K, et al. An output-power-control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(5):2140-2151.
- [11] DAVID S,JOSE L R,SANTIAGO A. Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(5):2328-2336.
- [10] WU R,DEWAN S B,SLEMON G R, et al. Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1991,27(2):355-364.
- [13] WU R,DEWAN S B,SLEMON G R, et al. A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1990,26(5):880-885.
- [14] SAMIR K,PATRICIO C,RENE V, et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(6):1826-1838.
- [15] LINDER A,KENNEL R. Model predictive control for electrical drives[C]//Proceeding of IEEE PESC. Recife, Brazil:IEEE,2005:1793-1799.
- [16] KENNEL R,LINDER A,LINKE M. Generalized Predictive Control(GPC)-ready for use in drive applications[C]//Proceeding of 32nd IEEE PESC. [S.l.]:IEEE,2001:1839-1844.

作者简介:

马宏伟(1982-),男,黑龙江五常人,博士研究生,主要从事电力电子与新能源发电技术的研究(E-mail:svpwm@foxmail.com);

李永东(1962-),男,河北霸州人,教授,博士研究生导师,博士,主要从事大容量电力电子变换器和高性能电机控制领域的研究(E-mail:liyid@mail.tsinghua.edu.cn);

郑泽东(1980-),男,山东潍坊人,研究员,主要从事电力电子和电机控制等相关领域的研究;

许烈(1981-),男,北京人,研究员,博士,主要从事矩阵变换器和新能源技术的研究(E-mail:xulie@mail.tsinghua.edu.cn)。

Model predictive control of PWM rectifier

MA Hongwei,LI Yongdong,ZHENG Zedong,XU Lie

(School of Electrical Engineering,Tsinghua University,Beijing 100084,China)

Abstract: An improved MPC(Model Predictive Control) method is proposed to enhance the dynamic response and robustness of PWM rectifier,which takes the first-order differential equations as its prediction model and applies different control cycles to predict the outer-loop voltage and the inner-loop current respectively. The optimized solution of performance function is achieved by converting a traditional three-variable high-order limited MPC optimization into a two-variable one-order unlimited optimization plus a one-variable one-order unlimited optimization,which avoids the considerable computation of traditional MPC for real-time control while keeps its optimal control and feedback correction. Experimental results show that,compared with the traditional vector control,the proposed method improves the dynamic response and system robustness of PWM rectifier,as well as the control performance of system.

Key words: electric rectifiers; model predictive control; proportional integral control; robustness; pulse width modulation