

基于输入端电压动态分量优化的PWM整流器模型预测控制

夏文婧, 刘 碧, 王 嵩, 冯晓云
(西南交通大学电气工程学院, 四川省成都市 610031)

摘要: 为了提高三相电压型脉宽调制(PWM)整流器的动态响应速度和控制精度,提出了一种基于整流桥输入端电压动态分量优化的模型预测功率控制算法。首先,建立了三相PWM整流器 dq 旋转坐标系下的功率数学模型,分析了传统基于比例-积分(PI)控制器的直接功率控制算法的工作原理。然后,针对传统基于PI控制器的直接功率控制算法的内环功率PI控制器参数设计复杂及动态响应速度慢等缺点,从整流桥输入端电压动态分量优化的角度出发,借鉴模型预测控制思想,通过评价函数预测最优动态分量,在取消了功率内环PI控制器的同时提高了系统的动态响应速度和控制精度。最后,对所提模型预测功率控制和传统基于PI控制器的直接功率控制算法分别进行半实物实验对比研究,实验结果证明了所提算法的正确性和有效性。

关键词: 脉宽调制整流器; 直接功率控制; 比例-积分控制器; 模型预测控制; 动态分量优化

0 引言

电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器已广泛应用于有源滤波器、可再生能源并网发电系统(如太阳能和风能)、微电网系统、静止无功补偿等领域^[1-4]。为了提高PWM整流器的控制性能,国内外专家学者相继提出了许多控制算法。这些控制算法大致可分为电压定向控制(voltage oriented control, VOC)^[5]和直接功率控制(direct power control, DPC)^[6]两大类。其中, VOC算法实现了有功电流和无功电流的解耦控制,通过旋转坐标变换将网侧电流分解为有功电流分量和无功电流分量,采用比例-积分(PI)控制器实现对给定电流的跟踪。VOC算法控制性能的好坏主要取决于内环电流PI控制器参数的选取,而内环PI控制器参数的设计与整定比较复杂^[7]。

DPC是20世纪90年代初由日本学者Tokuo Ohnishi提出的一种新型整流器控制策略^[8]。传统DPC算法通过查功率滞环开关表选择合适的电压矢量来对有功功率、无功功率进行直接控制,虽然其动态响应速度快,系统结构简单,但开关频率不固定,且需要较高的采样频率,对硬件控制器要求较高^[9]。针对传统DPC算法开关频率不固定的缺点,

国内外学者提出了一系列的改进方法,最为典型的是将空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)与DPC相结合,系统内环采用PI控制^[10-11]、比例-谐振控制^[12]、无差拍控制^[13]等来获得调制电压指令,然后通过SVPWM模块输出整流器开关信号。其中,文献[10]给出了基于PI控制器的DPC(PI-DPC)算法,获得了良好的稳态性能和固定的开关频率,但由于功率内环采用了PI控制器,影响了内环动态响应速度。文献[11]提出了一种新型的定频DPC算法,提高了内环的动态响应速度,但该算法内环有4个PI控制器,大大增加了系统PI参数设计的复杂程度。

近年来,模型预测控制(model predictive control, MPC)以其较快的动态响应速度和较高的控制精度被广泛应用于电力电子设备控制领域。MPC算法分为两大类,有限集模型预测控制(finite-control-set model predictive control, FCS-MPC)和连续集模型预测控制(continuous-control-set model predictive control, CCS-MPC)。其中,传统FCS-MPC根据系统特性建立评价函数,对所有电压矢量进行滚动优化,以此得出评价函数取得最小值时的开关状态,并作用于下一个控制周期^[14-15]。该算法控制简单,内环动态响应速度快,但缺点是该算法在一个控制周期内只作用一个电压矢量,需要较高的采样频率才能获得较好的控制效果,且开关频率不固定,谐波分布范围广,会加大滤波器设计的难度。与FCS-MPC相比,CCS-MPC克服了开关频率不固

收稿日期: 2019-03-15; 修回日期: 2019-06-14。

上网日期: 2019-10-21。

国家重点研发计划资助项目(2017YFB1200900); 国家自然科学基金资助项目(51707167)。

定的缺点,提高了系统稳态控制精度。文献[16]给出了一种简易的开关序列选择方法,在降低了模型预测DPC算法复杂度的同时提高了算法的响应速度和控制精度。文献[17]提出了一种基于占空比计算的MPC算法,在每个控制周期中采用所选择的最优非零电压矢量和零电压矢量共同作用,有效地改善了系统的控制效果。文献[18]通过引入调制函数的概念取消了滚动优化环节,从而在减少计算量的同时获得了良好的控制效果。

上述MPC算法均是从不同角度出发对控制算法进行优化,而本文是在借鉴MPC思想的基础上,从整流桥输入端电压动态分量优化的角度出发,给出了一种基于输入端电压动态量优化的模型预测功率控制(model predictive power control, MPPC)算法。首先,本文建立三相PWM整流器功率数学模型,分析了传统PI-DPC算法的工作原理。然后,在此基础上给出了所提MPPC算法的基本原理及实现方式。所提算法通过求解最小功率误差评价函数,获得最优的输入端电压动态分量,并结合SVPWM模块输出整流器的驱动信号。最后,对传统PI-DPC和所提MPPC算法进行了半实物实验对比研究。

1 三相电压型PWM整流器数学模型

图1给出了三相电压型PWM整流器的主电路拓扑结构,其中: u_a, u_b, u_c 为网侧三相对称相电压; i_a, i_b, i_c 为网侧三相相电流; L 和 R 分别为网侧等效电感与等效电阻; v_a, v_b, v_c 为整流桥输入端三相电压; C_d 为直流侧支撑电容; R_L 为直流侧等效负载; S_1 至 S_6 为绝缘栅双极型晶体管(IGBT)开关模块。

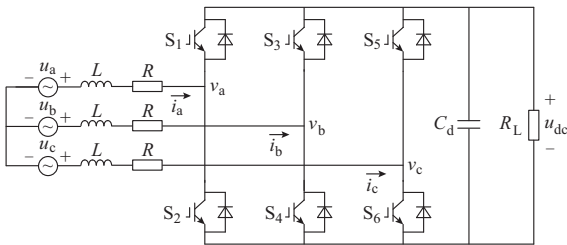


图1 三相PWM整流器拓扑结构

Fig.1 Topology of three-phase PWM rectifier

三相PWM整流器在 dq 旋转坐标系下的数学模型为^[19]:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d + \omega L i_q - R i_d - v_d \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - \omega L i_d - R i_q - v_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 和 i_d, i_q 分别为网侧三相电压矢量和电流矢量在 dq 坐标系下的 d 轴和 q 轴分量; v_d 和 v_q 分别为整流桥输入端电压矢量在 dq 坐标系下的 d 轴和 q 轴分量; ω 为网侧电压基波角速度。

根据三相瞬时功率理论,系统有功功率 P 和无功功率 Q 可表示为^[20]:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d & u_q \\ u_q & -u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

一般地,将电网电压矢量定向在 d 轴,即 $u_q=0$ 。网侧等效电阻 R 很小,可忽略其影响。根据式(1)和式(2)可得三相PWM整流器的功率控制数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{dP}{dt} = u_d^2 - u_d v_d - \omega L Q \\ L \frac{dQ}{dt} = u_d v_q + \omega L P \end{cases} \quad (3)$$

2 基于PI控制器的定频DPC算法

根据式(3)可得 v_d 和 v_q 的表达式为:

$$\begin{cases} v_d = u_d - \frac{\omega L Q}{u_d} - \frac{L}{u_d} \frac{dP}{dt} = v_{d,s} - v_{d,D} \\ v_q = -\frac{\omega L P}{u_d} + \frac{L}{u_d} \frac{dQ}{dt} = v_{q,s} + v_{q,D} \end{cases} \quad (4)$$

其中,电压分量 $v_{d,s}, v_{d,D}, v_{q,s}, v_{q,D}$ 的表达式为:

$$\begin{cases} v_{d,s} = u_d - \frac{\omega L Q}{u_d} \\ v_{d,D} = \frac{L}{u_d} \frac{dP}{dt} \\ v_{q,s} = -\frac{\omega L P}{u_d} \\ v_{q,D} = \frac{L}{u_d} \frac{dQ}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可知,整流桥输入端电压分量 v_d 和 v_q 分别由各自的稳态分量 $v_{d,s}$ 和 $v_{q,s}$ 以及动态分量 $v_{d,D}$ 和 $v_{q,D}$ 组成。其中稳态分量可以根据 u_d, ω, L 以及有功功率 P 和无功功率 Q 计算得到,动态分量代表 P 和 Q 的微分量。在传统PI-DPC算法中,动态分量分别由2个功率内环PI控制器来获得,因此,结合式(4)可得系统的内环控制方程为:

$$\begin{cases} v_d = -\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right)(P_{ref} - P) + v_{d,s} \\ v_q = \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s}\right)(Q_{ref} - Q) + v_{q,s} \end{cases} \quad (6)$$

式中: K_{p1} 和 K_{i1} 分别为内环有功功率PI控制器的比例系数和积分系数; K_{p2} 和 K_{i2} 分别为内环无功功率

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{u_d}{L} v_{d,D} = -\frac{u_d}{L} (v_d - v_{d,S}) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{u_d}{L} v_{q,D} = \frac{u_d}{L} (v_q - v_{q,S}) \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知,可以根据 $v_d - v_{d,S}$ 和 $v_q - v_{q,S}$ 的正负来判断功率的增减变化情况,并依据不同的增减情况进行扇区分割。由附录A图A2可知,当 v 位于扇区Ia的时候, $v_d - v_{d,S} > 0, v_q - v_{q,S} > 0$,由式(15)可得 $dP/dt < 0, dQ/dt > 0$,即此时作用的 v 会导致有功功率减小,无功功率增大,但是此刻系统的功率状态为 $P_{\text{ref}} - P < 0, Q_{\text{ref}} - Q > 0$,所以要实现功率跟踪的目标就需要位于扇区I的输入端电压矢量 v 来作用于系统。相应地,可以分析得到 v 处于其他3个扇区时有功功率、无功功率的状态,由此可得扇区的划分如下:

- 1) 扇区I: $P_{\text{ref}} - P < 0, Q_{\text{ref}} - Q > 0$ 。
- 2) 扇区II: $P_{\text{ref}} - P > 0, Q_{\text{ref}} - Q > 0$ 。
- 3) 扇区III: $P_{\text{ref}} - P > 0, Q_{\text{ref}} - Q < 0$ 。
- 4) 扇区IV: $P_{\text{ref}} - P < 0, Q_{\text{ref}} - Q < 0$ 。

为了实现有功功率、无功功率相同的控制效果,定义功率调节约束方程为^[25]:

$$\Delta Q \left| \frac{dP}{dt} \right| - \Delta P \left| \frac{dQ}{dt} \right| = 0 \quad (16)$$

式中: ΔP 和 ΔQ 分别为有功功率和无功功率误差标么值,其表达式如式(17)所示。

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{|P_{\text{ref}} - P| + 1}{\sqrt{P_{\text{ref}}^2 + Q_{\text{ref}}^2}} \\ \Delta Q = \frac{|Q_{\text{ref}} - Q| + 1}{\sqrt{P_{\text{ref}}^2 + Q_{\text{ref}}^2}} \end{cases} \quad (17)$$

为了防止 ΔP 和 ΔQ 为零,将有功功率、无功功率误差的绝对值加1。

由式(16)可知,当 ΔP 发生突变时,要满足式(16)成立, $|dP/dt|$ 的变化程度要大于 $|dQ/dt|$,从而增大了对有功功率 P 的调节效果,同理,当 ΔQ 发生突变时, $|dQ/dt|$ 的变化程度要大于 $|dP/dt|$,增大了对无功功率 Q 的调节效果。

联立式(13)、式(15)和式(16)可以得到 v_d 和 v_q 的表达式如下。

在扇区I和III内,有

$$\begin{cases} v_d = v_{d,S} - v_z \frac{\Delta P}{\sqrt{\lambda \Delta P^2 + \Delta Q^2}} \\ v_q = v_{q,S} - v_z \frac{\Delta P}{\sqrt{\lambda \Delta P^2 + \Delta Q^2}} \end{cases} \quad (18)$$

在扇区II和IV内,有

$$\begin{cases} v_d = v_{d,S} - v_z \frac{\Delta P}{\sqrt{\lambda \Delta P^2 + \Delta Q^2}} \\ v_q = v_{q,S} + v_z \frac{\Delta P}{\sqrt{\lambda \Delta P^2 + \Delta Q^2}} \end{cases} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可知, v_d 和 v_q 与 v_z 有关,因此,本文借鉴MPC思想,通过预测下一时刻最优的 v_z ,实现对 $v_{d,D}$ 和 $v_{q,D}$ 的优化。

3.3 整流桥输入端电压动态分量优化

与文献[16-18]不同,本文是以优化输入端电压动态分量为出发点,采用对评价函数求导的方式得到最优的 v_d 和 v_q 来完成对系统有功功率、无功功率的精确控制。

根据欧拉公式对式(15)进行离散化,得到 $k+1$ 时刻功率的表达式为:

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k) - \frac{u_d(k)T_s}{L} (v_d(k) - v_{d,S}(k)) \\ Q(k+1) = Q(k) + \frac{u_d(k)T_s}{L} (v_q(k) - v_{q,S}(k)) \end{cases} \quad (20)$$

式中: T_s 为系统的开关周期。

将评价函数定义为:

$$J(k) = (P_{\text{ref}}(k) - P(k+1))^2 + \eta (Q_{\text{ref}}(k) - Q(k+1))^2 \quad (21)$$

为了保证对有功功率、无功功率的控制效果相同,一般情况下,权重系数 η 取1^[26]。由式(21)可知,当 $J(k)$ 取得最小值时,系统功率误差最小,控制效果最好,即 $J(k)$ 需要满足:

$$\frac{dJ(k)}{dv_z(k)} = 0 \quad (22)$$

联立式(18)一式(22)可得到不同扇区时, $v_z(k)$ 的表达式如下。

在扇区I和III内,有

$$v_z(k) = \frac{m(k)L\sqrt{\lambda \Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k)}}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \quad (23)$$

式中:

$$m(k) = \Delta P(k)(P_{\text{ref}}(k) - P(k)) - \Delta Q(k)(Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)) \quad (24)$$

在扇区II和IV内,有

$$v_z(k) = \frac{n(k)L\sqrt{\lambda \Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k)}}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \quad (25)$$

式中:

$$n(k) = \Delta P(k)(P_{\text{ref}}(k) - P(k)) + \Delta Q(k)(Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)) \quad (26)$$

将 $v_z(k)$ 的值代入式(19)可以得到 v_d 和 v_q 的表达式如下。

在扇区 I 和 III 内,有

$$\begin{cases} v_d(k) = v_{d,s}(k) - \frac{L\Delta P(k)m(k)}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \\ v_q(k) = v_{q,s}(k) - \frac{L\Delta Q(k)m(k)}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \end{cases} \quad (27)$$

在扇区 II 和 IV 内,有

$$\begin{cases} v_d(k) = v_{d,s}(k) - \frac{L\Delta P(k)m(k)}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \\ v_q(k) = v_{q,s}(k) + \frac{L\Delta Q(k)m(k)}{u_d(k)T_s(\Delta P^2(k) + \Delta Q^2(k))} \end{cases} \quad (28)$$

由式(27)和式(28)可知, v_d 和 v_q 的表达式中不再含有系数 λ , 无需再对 λ 进行设计与选择。将由式(27)和式(28)计算得到的 v_d 和 v_q 经过 $dq/\alpha\beta$ 坐标变换, 得到 $\alpha\beta$ 坐标系下输入端电压分量 v_α 和 v_β , 结合 SVPWM 模块输出开关器件的驱动信号。所提 MPPC 算法的控制框图如附录 A 图 A3 所示。

4 半实物实验验证

为验证本文所提出的 MPPC 算法的正确性, 在基于 TMS32028335 控制器 + RT-LAB 半实物实验平台上对传统 PI-DPC 和所提 MPPC 算法进行了对比研究。附录 A 图 A4 为半实物实验平台照片, 主要包括 RT-LAB 仿真器和 DSP 控制箱两部分。实验所涉及的相关参数如附录 A 表 A1 所示。

图 4(a) 和 (b) 分别给出了在稳态情况下, 传统 PI-DPC 和所提 MPPC 算法直流侧电压和网侧 a 相电压、a 相电流的实验波形。

从图 4 中可以看出, 2 种算法网侧相电压和相电流同相位, 实现了网侧单位功率因数的控制目标。

为了对比传统 PI-DPC 和所提 MPPC 算法的功率内环动态响应性能, 图 5(a) 和 (b) 分别给出了 2 种算法在给定有功功率突变时网侧 a 相电流 i_a 、有功功率 P 、给定有功功率 P_{ref} 和无功功率 Q 的实验波形。由图 5 可知, 当给定有功功率突变时, 所提 MPPC 算法内环响应速度较快, 仅需要 1 ms 左右就能实现功率的跟踪, 而传统 PI-DPC 算法的功率调节时间为 8 ms, 响应速度较慢。且所提 MPPC 算法的功率脉动要明显小于 PI-DPC 算法。

为了进一步验证传统 PI-DPC 算法的控制效果, 附录 A 图 A7 给出了不同 PI 参数下, 给定有功功率突变时, 网侧相电流 i_a 、有功功率 P 、给定有功功率 P_{ref} 及无功功率 Q 的实验波形。由附录 A 图 A7 可知, 当改变 PI 控制器参数时, 会出现功率稳态误差

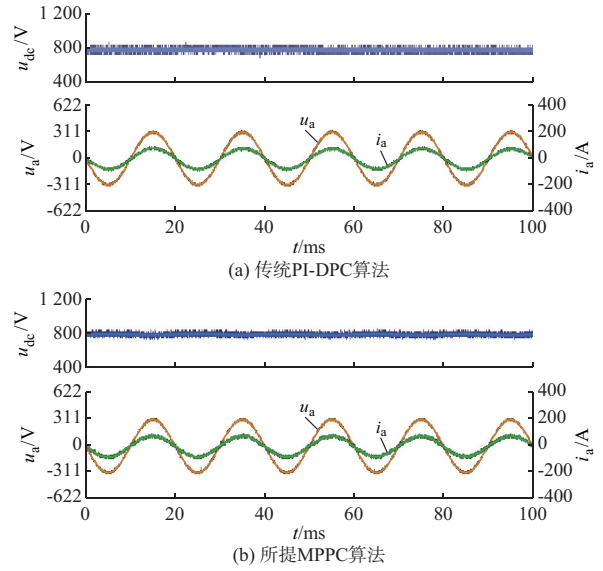


图 4 直流侧电压和网侧 a 相电压、a 相电流稳态实验结果
Fig. 4 Experimental results of DC-side voltage and grid side voltage and current of phase a in steady state

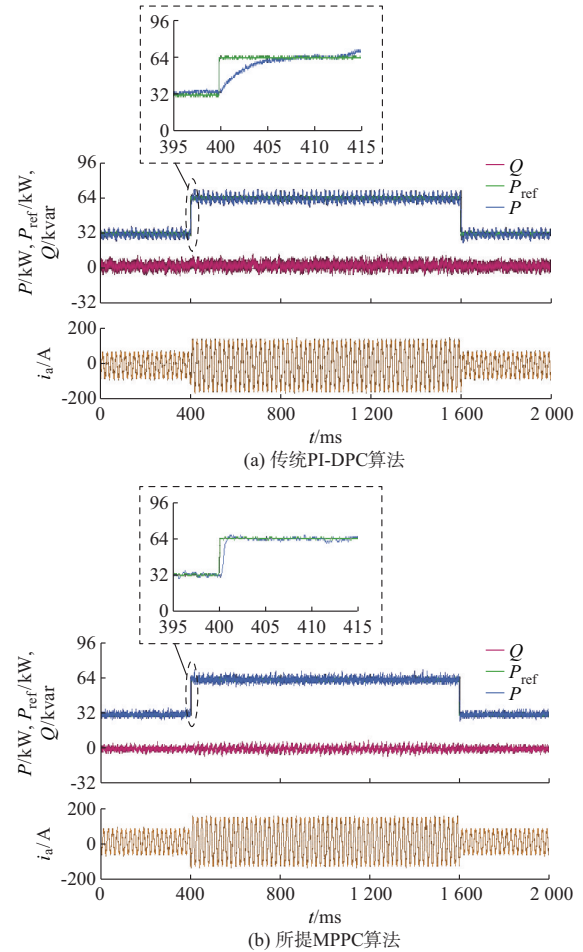


图 5 给定有功功率突变情况下功率和网侧电流实验结果
Fig. 5 Experimental results of power and grid-side current under the condition of active power sudden change

变大、内环动态响应速度变慢、系统发生超调甚至功率无法准确跟踪上给定值等现象。由此,也进一步证明了传统PI-DPC系统的控制效果在很大程度上依赖于PI参数的取值。然而,为了获得较好的控制效果,PI参数的选取与整定过程比较复杂。而所提的MPPC算法内环没有采用PI控制器,无需进行复杂的PI参数设计。

图6(a)和(b)分别给出了2种算法在负载突变时直流侧电压 U_{dc} 、有功功率 P 、给定有功功率 P_{ref} 和无功功率 Q 的实验波形。为了对比实验的有效性,2种算法均采用了同一组外环PI参数。由图6可知,当负载发生突变时,所提MPPC算法对应的直流侧电压经过80 ms能重新稳定到给定值,而传统PI-DPC算法需要102 ms才能稳定到给定值。

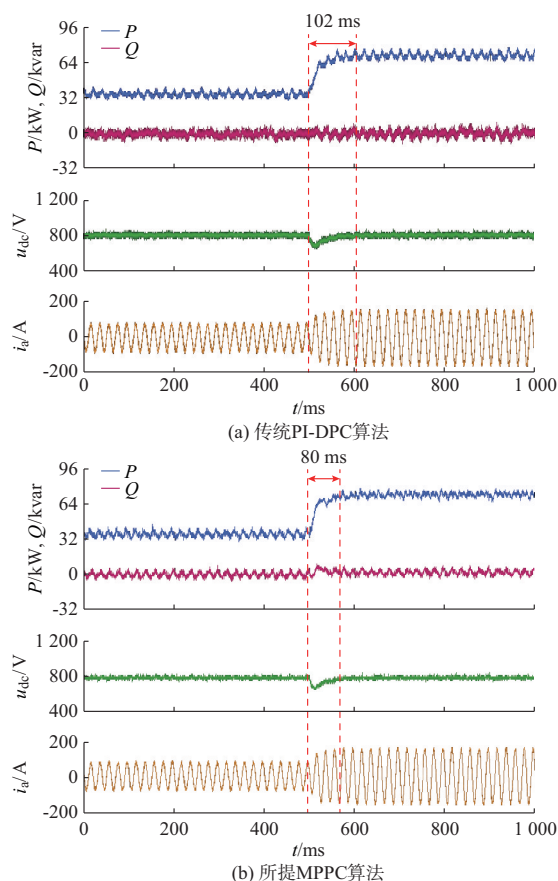


图6 负载突变情况下直流侧电压、功率及网侧电流实验结果

Fig. 6 Experimental results of DC-side voltage, power, and grid-side current under the condition of load sudden change

表1给出了所提MPPC和传统PI-DPC算法的性能对比结果。由表1可知,所提MPPC算法的动态响应速度和稳态性能都优于传统PI-DPC算法,证明了该算法的正确性。

表1 所提MPPC算法和传统PI-DPC算法性能对比
Table 1 Performance comparison of the proposed MPPC algorithm and the conventional PI-DPC algorithm

算法	有功功率脉动幅值/kW	无功功率脉动幅值/kvar	内环响应时间/ms	外环响应时间/ms
MPPC	5.12	5.76	1	80
PI-DPC	8.96	8.32	8	102

5 结语

本文以三相PWM整流器为研究对象,以提高其动态响应速度和控制精度为目标,提出一种基于整流桥输入端电压动态分量优化的MPPC算法,并通过半实物实验平台对该算法进行了实验验证。实验对比结果表明,与传统PI-DPC算法相比,所提MPPC算法具有较快的动态响应速度,且取消了内环PI控制器,无需进行复杂的内环PI参数设计,同时,所提MPPC算法具有较好的稳态性能,有功功率、无功功率脉动小。

所提MPPC算法的控制精度受到开关频率的影响,不适合大功率低开关频率场合的应用。因此,建立低开关频率下高精度的功率预测模型是下一步需要研究的内容。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参考文献

- [1] 张崇巍,张兴.PWM整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003.
ZHANG Chongwei, ZHANG Xing. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [2] ZHANG Hui, SUN Chuanda, LI Zhixin, et al. Voltage vector error fault diagnosis for open-circuit faults of three-phase four-wire active power filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2215-2226.
- [3] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [4] 马伏军,易伟浪,梅成成,等.LC串联式脉宽调制整流器及其电流迭代控制方法[J].电力系统自动化,2017,41(12):179-187.
MA Fujun, YI Weilang, MEI Chengcheng, et al. Pulse-width modulation rectifier with LC-series filter and its current iterative control method [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 179-187.
- [5] ZHANG Yongchang, QU Changqi. Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4011-4022.

- [6] NOGUCHI T, TOMIKI H, KONDO S, et al. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 473-479.
- [7] ERROUSSI R, AL-DURRA A, MUYEEN S M. Design and implementation of a nonlinear PI predictive controller for a grid-tied photovoltaic inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1241-1250.
- [8] OHNISHI T. Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control [C]// International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, October 28-November 1, 1991, Kobe, Japan: 819-824.
- [9] 黄晶晶, 张爱民, 陈晓菊, 等. 三相电压型PWM整流器双开关表直接功率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(18): 128-133. HUANG Jingjing, ZHANG Aimin, CHEN Xiaojun, et al. A double switching table based direct power control strategy for three-phase voltage source PWM rectifiers [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(18): 128-133.
- [10] MALINOWSKI M, JASINSKI M, KAZMIERKOWSKI M. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [11] 杨达亮, 卢子广, 杭乃善, 等. 三相电压型PWM整流器准直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 66-73. YANG Daliang, LU Ziguang, HANG Naishan, et al. Novel quasi direct power control for three-phase voltage-source PWM rectifiers with a fixed switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 66-73.
- [12] LI Zixin, LI Yaohua, PING Wang, et al. Control of three-phase boost-type PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2521-2530.
- [13] 叶虹志, 姜燕, 黄守道, 等. 电压型PWM整流器无差拍预测直接功率控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 121-128. YE Hongzhi, JIANG Yan, HUANG Shoudao, et al. Deadbeat predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 121-128.
- [14] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, 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] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [16] 马俊鹏, 宋文胜, 冯晓云. 单相三电平脉冲整流器模型预测直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1098-1105. MA Junpeng, SONG Wensheng, FENG Xiaoyun. A model predictive direct power control of single-phase three-level PWM rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1098-1105.
- [17] ZHANG Yongchang, XIE Wei, LI Zhengxi, et al. Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5343-5351.
- [18] SONG Wensheng, DENG Zhixian, WANG Shunliang, et al. A simple model predictive power control strategy for single-phase PWM converters with modulation function optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5279-5289.
- [19] 李辉, 李建明, 李志, 等. 并联变流器的脉宽调制波重构与环流抑制[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(15): 143-149. LI Hui, LI Jianming, LI Zhi, et al. Reconstruction of pulse width modulation wave and suppression of circulating current for paralleled converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(15): 143-149.
- [20] AKAGI H, KANAZAWA Y, NABAE A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(3): 625-630.
- [21] LI Huijuan, LI Fangxing, XU Yan, et al. Adaptive voltage control with distributed energy resources: algorithm, theoretical analysis, simulation, and field test verification [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(3): 1638-1647.
- [22] SONG Yongduan, WANG Yujuan, WEN Changyun. Adaptive fault-tolerant PI tracking control with guaranteed transient and steady-state performance [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 62(1): 481-487.
- [23] MIRANDA M F, VAMVOUDAKIS K G. Online optimal auto-tuning of PID controllers for tracking in a special class of linear systems [C]// American Control Conference (ACC), July 6-8, 2016, Boston, USA: 5443-5448.
- [24] SHU Z L, TANG J. An efficient SVPWM algorithm with low computational overhead for three-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1797-1805.
- [25] 刘碧, 宋文胜, 孙可心, 等. 基于调制电压椭圆轨迹优化的单相脉冲整流器模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5177-5188. LIU Bi, SONG Wensheng, SUN Kexin, et al. Model predictive current control of single-phase PWM rectifiers with elliptic trajectory optimization of the modulated voltage vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5177-5188.
- [26] FANG Hui, ZHANG Zhenbin, FENG Xiaoyun, et al. Ripple-reduced model predictive direct power control for active frontend power converters with extended switching vectors and time-optimised control [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(9): 1914-1923.

夏文婧(1993—),女,硕士研究生,主要研究方向:电力牵引交流传动及其控制。E-mail:xiawenjing2018@163.com

刘碧(1991—),男,博士研究生,主要研究方向:电力牵引交流传动及其控制。E-mail:b_liu_2014@163.com

王嵩(1983—),男,通信作者,博士,硕士生导师,主要研究方向:电力牵引交流传动及其控制。E-mail:songwang@swjtu.edu.cn

(编辑 蔡静雯)

Model Predictive Control of PWM Rectifiers Based on Dynamic Component Optimization of Input-port Voltage

XIA Wenjing, LIU Bi, WANG Song, FENG Xiaoyun

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In order to improve the dynamic response speed and control accuracy of three-phase voltage source pulse width modulation (PWM) rectifiers, this paper proposes a model predictive power control (MPPC) algorithm based on dynamic component optimization of input-port voltage. Firstly, a power mathematical model of three-phase PWM rectifiers is built in dq rotating frame, and the working principle of the conventional direct power control (DPC) based on proportional-integral (PI) controller is analyzed. Then, from the perspective of dynamic component optimization of input-port voltage, this paper uses the model predictive control idea to predict the optimal dynamic component through the evaluation function, to overcome the drawbacks of the inner-loop power-based PI controllers in PI-DPC, such as complicated parameter design and slow dynamic response. The proposed MPPC scheme can achieve fast dynamic response and high control precision, while avoiding the use of the inner-loop power-based PI controllers. Finally, the proposed MPPC and PI-DPC schemes are compared in hardware-in-loop experiment platform, and the experimental results have verified the validity and effectiveness of the proposed algorithm.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2017YFB1200900) and National Natural Science Foundation of China (No. 51707167).

Key words: pulse width modulation (PWM) rectifier; direct power control (DPC); proportional-integral (PI) controller; model predictive control (MPC); dynamic component optimization

