

DOI: 10.12096/j.2096-4528.pgt.18254

基于模型预测的三电平PWM变流器直接功率控制

李慧敏, 李慧, 范新桥

(北京信息科技大学自动化学院, 北京市 海淀区 100192)

Model Prediction Based Direct Power Control Strategy for Three-level PWM Converter

LI Huimin, LI Hui, FAN Xinqiao

(School of Automation, Beijing Information Science & Technology University, Haidian District, Beijing 100192, China)

摘要: 为了满足脉宽调制型变流器功率响应速度快以及绝缘栅双极型晶体管开关频率恒定等要求, 提出了基于模型预测的直接功率控制策略用于三电平 PWM 变流器。该控制策略采用电压外环、功率内环的双闭环控制, 外环省略了锁相环节, 简化了控制系统结构; 内环无需 PI 调节器, 参数设计简单, 响应速度快。利用 MATLAB/SIMULINK 仿真平台搭建了三电平中性点箝位型 PWM 变流器模型, 对比分析了提出的控制策略与传统 PI 控制的效果。仿真结果表明, 新的控制策略有效降低了交流侧电流总谐波失真率, 提高了交流侧功率因数, 具有良好的动态和稳态性能。

关键词: PWM 变流器; 中性点箝位型; 模型预测; 直接功率控制; 双闭环 PI 控制

ABSTRACT: To meet the requirements of fast power response speed for pulse width modulation (PWM) type converter and constant switching frequency for insulated gate bipolar transistor (IGBT), a direct power control strategy based on model prediction was proposed for three-level PWM converter. The double closed-loop control was adopted in this strategy, namely voltage outer-loop and power inner-loop. The phase-locked loop in the outer-loop is omitted, which simplifies the structure of the control system. A PI regulator is not need in the inner-loop, which makes parameters' design simple and the response speed fast. A model of three-level neutral point clamp type PWM converter was built in MATLAB/SIMULINK. The effects between the presented control strategy and traditional PI control were analyzed. The simulation results show that the new control strategy effectively reduces the total harmonic distortion rate of the AC-side current, improves the AC-side

power factor, and has good dynamic and steady-state characteristics.

KEY WORDS: pulse width modulation (PWM) converter; neutral point clamped type; model prediction; direct power control; double closed-loop PI control.

0 引言

随着新能源发电技术的快速发展, 三相脉宽调制(pulse width modulation, PWM)变流器在风力发电、光伏发电等领域中得到了广泛应用, 成为电力领域内的一个重要研究方向^[1-5]。目前, 电压型三电平中性点箝位型 PWM 变流器是最常用的多电平变流器, 三电平中性点箝位 (neutral point clamped, NPC) 型 PWM 变流器对硬件要求较低, 是一种得到广泛应用的变换器结构。相比于传统的两电平变流器结构具有很多优点, 如功率器件开关应力小、直流母线电压等级高、输出电压谐波含量低等^[6]。

在三电平 NPC 型 PWM 变流器中, 最常用的直接功率控制策略基本上都是采用电压外环和功率内环的双闭环控制结构^[7-8]。国外学者结合瞬时功率理论^[9-11]和直接转矩控制提出了直接功率控制(direct power control, DPC)策略^[12-13]。目前, 常见的直接功率控制策略主要有以下几大类: 1) 基于空间电压矢量调制的直接功率控制策略^[14]; 2) 基于电网电压定向的直接功率控制^[15]; 3) 基于虚拟磁链定向的直接功率控制^[16]; 4) 基于功率预测的直接功率控制^[17]; 5) 基于瞬时无功功率理论的直接功率控制^[18]。上述方法均采用开关表的方式对功率器件开关信号进行选择, 无法实

基金项目: 北京市自然科学基金项目(3172015); 北京市教委科研计划项目(KM201711232008)。

Project Supported by Beijing Natural Science Foundation Project (3172015); Beijing Municipal Education Commission Research Project (KM201711232008).

现固定的开关频率，而且还增加了功率开关的损耗^[19-21]。

针对直接功率控制策略开关频率不固定和传统PI控制器超调量大、动态响应慢的问题，本文在分析三电平NPC型PWM变流器数学模型的基础上，提出了基于模型预测的直接功率控制策略，引入模型预测(model prediction, MP)方法，通过空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)代替传统的开关表和滞环比较器，实现了固定的开关频率，降低了功率纹波。最后，通过仿真验证了所提算法的正确性和可行性。

1 三电平NPC型PWM变流器的数学模型

1.1 拓扑结构

三电平NPC型PWM变流器拓扑结构如图1所示。图中， e_a 、 e_b 、 e_c 分别为电网三相电压； i_a 、 i_b 、 i_c 分别为电网三相电流； u_a 、 u_b 、 u_c 分别为变流器侧相电压； U_{dc} 为直流母线电压； i_{dc} 为直流负载电流； R 、 L 分别为电网侧滤波电抗器的等效电阻和电感； R_L 为等效负载； C 为直流侧滤波电感；NP为参考点。

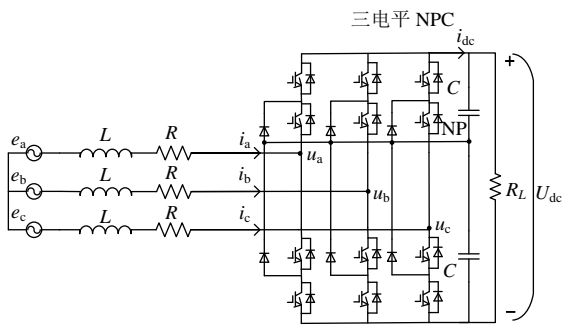


图1 三电平NPC型PWM变流器主电路拓扑图
Fig. 1 Three-level NPC type PWM converter main circuit topology

在稳态时，可以得到电网三相电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $\mathbf{e}=[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 、 $\mathbf{i}=[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 、 $\mathbf{u}=[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 分别为电网三相电压、变流器输入电流、变流器输入电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量。

1.2 瞬时功率理论

三相三线制系统中，当相电压和线电流的瞬

时值为 e_a 、 e_b 、 e_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 时，令 \dot{E}_{abc} 、 \dot{I}_{abc} 分别为相电压和相电流的空间矢量，如图2^[22]所示。若以电压空间矢量 \dot{E}_{abc} 定向，则电流空间矢量 \dot{I}_{abc} 可分解为与 \dot{E}_{abc} 方向相同的有功分量 i_p 和与 \dot{E}_{abc} 垂直的无功分量 i_q 。其中， \dot{E}_{abc} 和 \dot{I}_{abc} 的模值计算公式分别表示为

$$\begin{cases} |\dot{E}_{abc}| = \sqrt{e_a^2 + e_b^2 + e_c^2} \\ |\dot{I}_{abc}| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2} \end{cases} \quad (2)$$

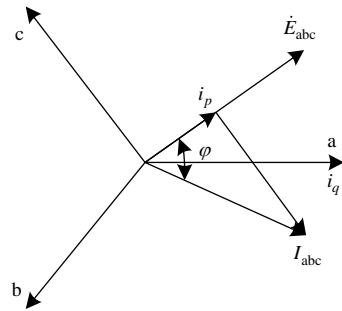


图2 有功、无功电流分量 i_p 和 i_q 矢量图
Fig. 2 Vector diagrams of active current i_p and reactive current i_q

瞬时有功功率 p 定义为 \dot{E}_{abc} 与 \dot{I}_{abc} 的标量积，瞬时无功功率 q 可定义为 \dot{E}_{abc} 与 \dot{I}_{abc} 矢量积的模。由于在三相三线制系统中，没有零序分量，故在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下，瞬时有功功率的计算公式为

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (3)$$

同理，不难得出基于 $\alpha\beta$ 坐标系的瞬时无功功率计算式为

$$q = -e_\alpha i_\beta + e_\beta i_\alpha \quad (4)$$

于是，式(3)和式(4)可用矩阵形式表示为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

2 基于模型预测的直接功率控制策略

2.1 控制策略原理

图3为三相PWM变流器的MP-DPC策略原理图。针对三电平NPC型PWM变流器而言，应用模型预测算法代替传统直流功率控制的滞环比较器，可以将SVPWM技术运用于三相

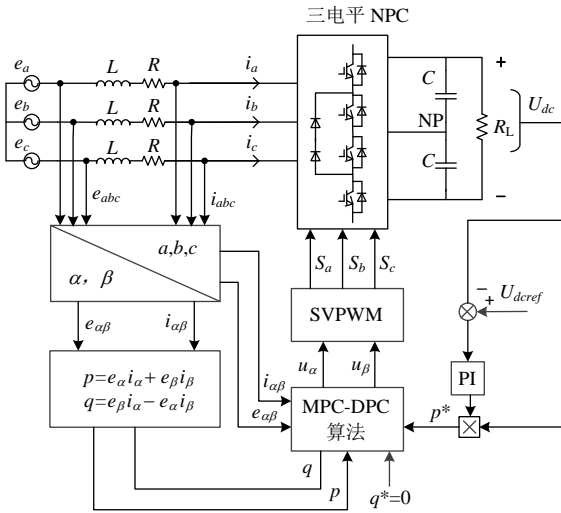


图3 三相 PWM 变流器的 MP-DPC 原理图

Fig. 3 MP-DPC block diagram of three-phase PWM converter

PWM 变流器中代替传统的开关矢量表。基本思想是：首先在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下计算网侧瞬时有功、无功功率，将其与给定的功率值进行比较，得到偏差后送入 MP-DPC 控制器中，计算出变流器参考电压矢量 u_α 、 u_β ，通过 SVPWM 技术产生开关信号来控制功率管的工作状态。

变流器直流侧采用电压反馈环对直流母线电压进行控制，维持直流母线电压稳定。将直流电压参考值 U_{dcref} 与实际值 U_{dc} 的偏差经 PI 调节器输出后，乘以实际值 U_{dc} 得到交流侧有功功率的输出参考值 p^* 。为保证变流器交流侧工作在单位功率因数状态，本文将无功功率参考值 q^* 设为 0。

2.2 MP-DPC 数学模型

采用模型预测的直接功率控制策略时，需要将变流器的数学模型进行离散化处理。当采样时间为 T_s 时，设 kT_s 时刻交流侧电源电压、变流器侧电压以及输入电流分别为 $e(k)$ 、 $u(k)$ 、 $i(k)$ 。对式(1)进行离散化处理，得到电流的预测模型^[23]如下：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (6)$$

假设采样周期 T_s 远小于电网电压周期，电源电压大小在 2 个采样周期可看作不变，即 $e(k+1) =$

$e(k)$ 。因此，根据式(5)，可得连续 2 个采样周期的瞬时功率变化量为

$$\begin{bmatrix} p(k+1) - p(k) \\ q(k+1) - q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中： $p(k)$ 、 $q(k)$ 分别为 kT_s 时刻瞬时有功功率和瞬时无功功率值； $p(k+1)$ 、 $q(k+1)$ 分别为 $(k+1)T_s$ 时刻瞬时有功功率和瞬时无功功率值。

将式(6)代入式(7)中，可得方程式：

$$\begin{bmatrix} p(k+1) - p(k) \\ q(k+1) - q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (8)$$

基于模型预测的直接功率控制是为了使下一个周期采样值能跟踪其参考值，即

$$\begin{bmatrix} p(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p^*(k) \\ q^*(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

结合式(8)和式(9)可以推导出变流器交流侧电压的离散方程式为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s [e_\alpha^2(k) + e_\beta^2(k)]} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} p^*(k) - p(k) \\ q^*(k) - q(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

假定 2 个连续采样周期内的跟踪误差保持不变，利用图 4 线性拟合的方法^[24]求出有功功率期望值 $p^*(k)$ ，而无功功率参考值 $q^*(k)$ 始终保持不变，于是得到

$$\begin{bmatrix} p^*(k) \\ q^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2p^*(k-1) - p^*(k-2) \\ q^*(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

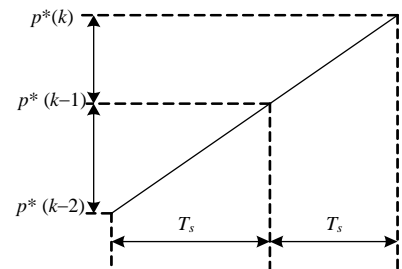


图4 有功功率参考值线性拟合示意图

Fig. 4 Diagram of linear fitting for the reference value of active power

3 仿真分析

为了验证本文所提控制策略的正确性和有效性,利用 MATLAB/SIMULINK 平台搭建三电平 PWM 变流仿真模型,比较 MP-DPC 控制策略与传统双闭环 PI 控制策略的效果,其仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数表

Tab. 1 System simulation parameter table

参数	取值
直流电压/V	1200
三相交流额定电压/V	690
三相交流电压频率/Hz	50
交流滤波电感/mH	5
交流滤波电阻/ Ω	0.1
直滤波电容/ μF	8400
直流负载电阻/ Ω	40

3.1 负载突变时仿真

当系统运行到 2.5 s 时,负载由 40 Ω 突变为 20 Ω ,观察 2 种控制策略下直流侧电压、交流侧电压的变化情况,仿真时长为 5 s。图 5 为 2 种控制策略下的直流母线电压波形。

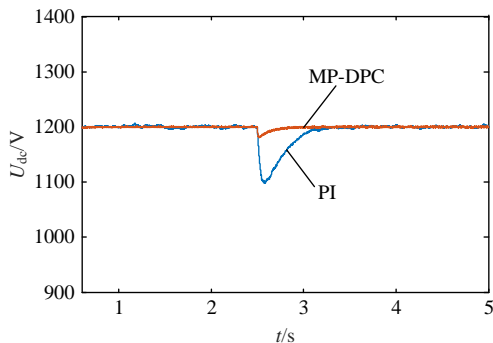
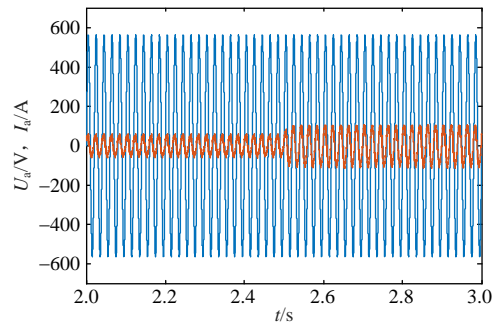


图 5 2 种控制策略下的直流侧电压波形

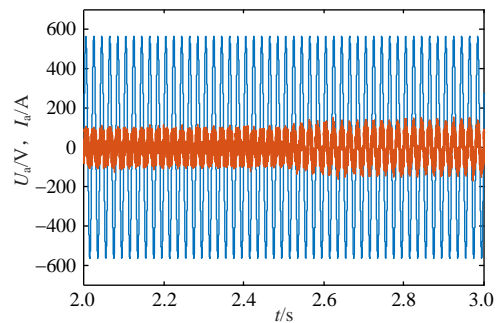
Fig. 5 Waveforms of DC-side voltages under two control strategies

由图 5 可知,2 种控制策略都实现了电压跟踪功能,但是采用 MP-DPC 控制策略时,直流母线电压的调节时间更短,超调量更小,由此说明该方法动态性能好,稳定性明显提高。

图 6(a)、(b)分别为 2 种控制策略下交流侧 A 相电压(蓝色)和电流(褐色)的波形。由图 6 可以看出,二者均能实现网侧电压与电流同相位,且电流波形为正弦波,但是,MP-DPC 控制策略下的电流谐波明显减小;另外,当系统发生扰动时,



(a) MP-DPC 控制策略



(b) 传统 PI 控制策略

图 6 2 种控制策略下的 A 相电压电流波形

Fig. 6 A-phase voltage and current waveforms under two control strategies

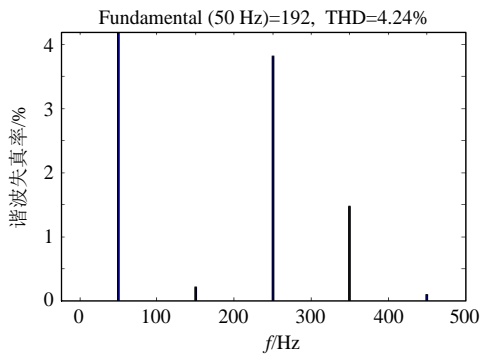
MP-DPC 控制策略下的电流波形可以平滑过渡,系统具有很好的鲁棒性。

为了进一步分析 2 种情况下电流波形的谐波含量,分别对图 6 中的电流波形进行谐波分析,如图 7 所示。从图 7 中可知,MP-DPC 控制策略的谐波失真率(THD)为 4.24%,而传统 PI 控制策略的 THD 为 7.95%,这说明新的控制策略降低了网侧谐波,且奇次谐波分量很小,对电网的污染更小。

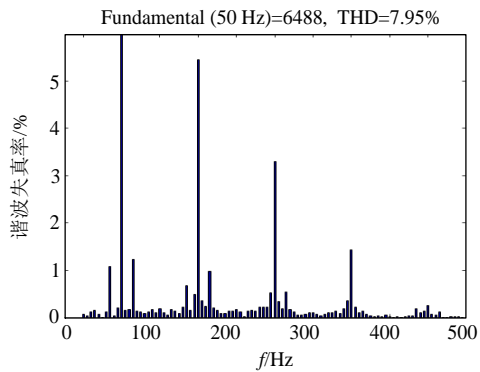
图 8 为 2 种控制策略下的网侧有功、无功功率波形。由图 8 可知,MP-DPC 控制下网侧瞬时有功、无功功率纹波小,都跟踪了指令值,实现了功率跟踪,并且瞬时无功功率基本为 0,实现了单位功率因数运行。

3.2 直流电压变化时仿真

为了验证 MP-DPC 控制策略满足直流母线电压可调的需求,假设系统控制参数保持不变,直流母线电压参考值分别设为 1 200 V 和 1 400 V,进行仿真实验,仿真时间为 1 s,图 9 为 2 种控制策略下直流侧电压波形图。由图 9 可知,当直流侧电压参考值不同时,MP-DPC 控制策略与传统 PI 控制策略相比,前者均能实现电压稳定,且不



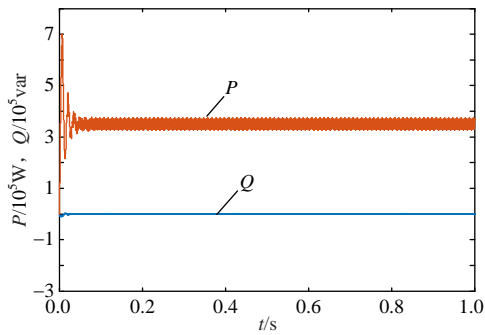
(a) MP-DPC 控制策略



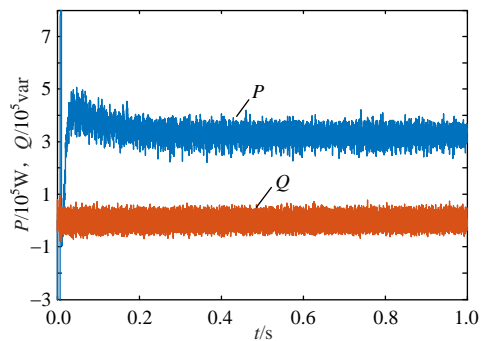
(b) 传统 PI 控制策略

图 7 2 种控制策略下的网侧电流谐波分析

Fig. 7 A-phase current harmonic analysis under two control strategies



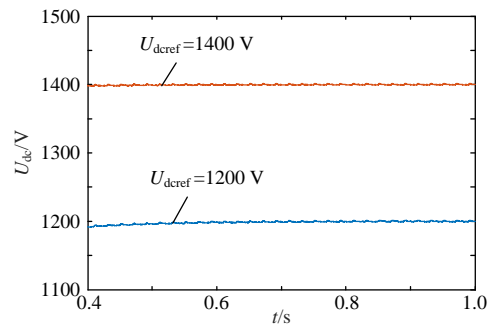
(a) MP-DPC 控制策略



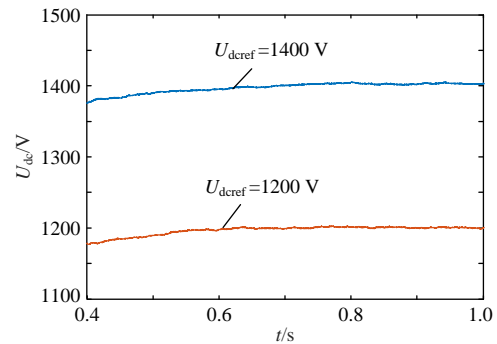
(b) 传统 PI 控制策略

图 8 2 种控制策略下的网侧瞬时有功、无功功率波形

Fig. 8 Waveforms of active and reactive power on the grid-side under two control strategies



(a) MP-DPC 控制策略



(b) 传统 PI 控制策略

图 9 2 种控制策略下的直流侧电压波形

Fig. 9 Waveforms of DC-side voltages under two control strategies

受参考值大小的影响，适应性更好。也就是说，当直流侧电压发生变化时，MP-DPC 控制策略也能更快地跟随电压变化，动态性能强。

3.3 电感 L 不同取值下的仿真

由式(10)可知，交流侧电感 L 可能会对系统的稳定性产生影响。为了验证 MP-DPC 控制策略的鲁棒性，选取不同参数下的电感值作仿真分析，即 1 mH、5 mH、10 mH，仿真时间均为 2 s，其结果如图 10 所示。

由图 10 可以看出，当交流侧电感值取值差别

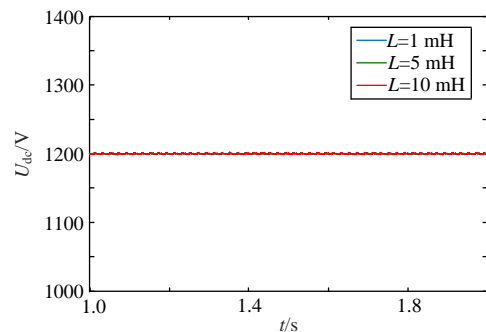


图 10 电感取值不同时的直流电压波形

Fig. 10 Waveforms of DC voltage under different inductance values

不大时,新的控制策略对电气参数并不敏感,能使系统运行在正常状态,实现直流电压的稳定。

4 结论

在分析三电平 NPC 型 PWM 变流器数学模型和瞬时功率理论的基础上,提出了基于模型预测的直接功率控制策略,该策略结构简单,易于实现;既无锁相环节,又减少了 PI 控制环节,满足了功率响应速度快、IGBT 开关频率恒定等要求;当负载发生突变时,所提的控制策略具有良好的动态性能;当直流电压参考值或交流电感值分别为不同取值时,该控制策略不受其参数的影响,仍具有良好的静态性能和鲁棒性。

参考文献

- [1] 张帆,刘悦敏,范波,等.基于虚拟磁链三相电压型脉宽调制整流器模型预测直接功率控制[J].电机与控制应用,2016,43(9):25-30.
- [2] 梁莹玉.不对称电网电压下 VSC-HVDC 模型预测直接功率控制[J].电网技术,2017,41(8):2455-2461.
- [3] 张国栋,刘凯.能源互联网背景下的微电网能量管理分析[J].发电技术,2019,40(1):17-21.
- [4] 陈良.一种简化的三相电流型 PWM 整流器控制方法[J].广东电力,2018,31(12):41-48.
- [5] 杨林,曾江,杨清波.三电平逆变器简化 SVPWM 策略及其误差电流分析[J].广东电力,2017,30(12):48-54.
- [6] 张帆.PWM 整流器预测直接功率控制策略研究[D].洛阳:河南科技大学,2017.
- [7] 马俊鹏,宋文胜,冯晓云.基于瞬时功率观测器的单相三电平脉冲整流器直接功率控制[J].电工技术学报,2018,33(4):837-844.
- [8] Uddin M, Mekhilef S, Rivera M, et al. Imposed weighting factor optimization method for torque ripple reduction of in fed by indirect matrix converter with predictive control algorithm[J]. IEEE Electronic Engineering Technology. 2015, 10(1): 227-242.
- [9] Vazquez S, Marquez A, Agui L, Era R, et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid connected power converters[J]. IEEE Transaction on Industry Electronics, 2015, 62(4): 2010-2020.
- [10] Song W, DENG Z, WANG S, et al. A simple model predictive power control strategy for single-phase PWM converters with modulation function optimization[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2016, 31(7): 5279-5289.
- [11] Zhang Y, Y Peng, Yang H. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016-6030.
- [12] 张辉,李志新,王涛,等.基于三矢量的三相 PWM 整流器低复杂性模型预测直接功率控制[J].电网技术,2018,42(3):957-965.
- [13] 慕慧,刘雨杰.基于 SVPWM 的三电平逆变器中点电位控制方法研究[J].电气传动自动化,2016,38(6):1-4.
- [14] 李宁,王跃,王兆安,等.基于新型矢量选择表的电压型三电平中性点钳位整流器直接功率控制策略[J].电工技术学报,2016,31(8):76-89.
- [15] 马俊鹏,宋文胜,王顺亮,等.单相三电平脉冲整流器无差拍预测直接功率控制[J].中国电机工程学报,2015,35(4):935-943.
- [16] 黄守道,叶虹志,宋作森,等.基于虚拟磁链的直接功率控制在 VSC-HVDC 中的应用[J].电网技术,2014,38(4):852-857.
- [17] 谭国俊,曹晓冬,王从刚,等.基于满意优化的三电平 PWM 整流器瞬时开关频率抑制方法[J].中国电机工程学报,2014,34(24):4057-4067.
- [18] 詹景君,张颖超,钱希森,等.基于优化 DPC 策略的三电平 PWM 整流器[J].电源学报,2013(2):46-51.
- [19] 王彪.基于预测直接功率控制的三相电压型 PWM 整流器研究[D].天津:天津理工大学,2014.
- [20] 张中泉,刘晓光,钟天宇.风电机组有功功率集最优控制策略研究[J].发电技术,2018,39(6):574-579.
- [21] 樊新东,杨秀媛,金鑫城.风电场有功功率控制综述[J].发电技术,2018,39(3):268-276.
- [22] Tao YuKun, Wu Qinghua, Wang Lei, et al. Voltage sensorless predictive direct power control of three-phase PWM converters[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(5): 1009-1018.
- [23] 叶虹志.永磁直驱风电系统并网逆变器的预测直接功率控制[D].长沙:湖南大学,2014.
- [24] Song W, Ma J, Zhou L, et al. Deadbeat predictive power control of single-phase three-level neutral point clamped converters using space vector modulation for electric railway traction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 721-732.

收稿日期:2018-12-14.

作者简介:



李慧敏

李慧敏(1994),女,硕士研究生,研究方向为风力发电系统并网控制策略研究,1015707448@qq.com;

李慧(1976),女,博士,副教授,研究方向为高压直流输电稳定与控制、新能源发电技术等,lhbxy@bistu.edu.cn;

范新桥(1982),男,博士,讲师,研究方向为电网运行与控制技术、新能源运行性能评价等。

(责任编辑 辛培裕)