

基于模型预测的PWM整流器直接功率控制

蒋文娟¹, 涂宏庆²

(1. 江苏海事职业技术学院 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 211100;

2. 南京工程学院 数理部, 江苏 南京 211167)

摘要: 为了提高PWM整流器的动态性能, 提出了一种新型的提高PWM整流器动态性能模型预测直接功率控制(MPDPC)策略。传统MPDPC方案中, 由于有功功率和无功功率将统一由单一成本函数控制, 若2个控制目标中任何一个控制权重集中, 则会导致相互干扰, 影响控制动态性能。因此, 设计了可重构权重因子成本函数, 通过重新配置权重因子, 降低了控制量之间的相互干扰, 使得系统的动态性能得到优化。最后, 对比试验结果验证了新型MPDPC方案的优势。

关键词: 变换器; 直接功率控制; 模型预测控制; 成本函数

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19252

Model Prediction Based on PWM Rectifier Direct Power Control

JIANG Wenjuan¹, TU Hongqing²

(1. Institute of Electrical and Automation Engineering, Jiangsu Maritime Institute, Nanjing 211100, Jiangsu, China;

2. Department of Mathematics and Physics, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, Jiangsu, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance of PWM rectifier, a new model predictive direct power control (MPDPC) strategy was proposed to improve the dynamic performance of AC/DC converters. In the traditional MPDPC scheme, since the active power and the reactive power are controlled by a single cost function, if one of the two control targets have a centralized control weight, it will cause mutual interference and affect the control of dynamic performance. Therefore, the reconfigurable weight factor cost function was designed. By reconfiguring the weight factor, the mutual interference between the control variables was reduced and the dynamic performance of the system was optimized. Finally, the comparative test results verify the advantages of the new MPDPC solution.

Key words: converter; direct power control; model predictive control; cost function

三相PWM整流器广泛应用于工业系统中, 如电机驱动系统^[1]、可再生能源系统^[2]、有源滤波器系统^[3]、不间断电源系统^[4]和微网系统^[5-6]等。PWM整流器与传统的二极管整流器相比, 其具有双向功率流、单位功率因数和正弦交流输入等几个优点^[6]。因此, 为了符合电网公司对谐波污染的标准要求, 需要使用PWM整流器控制输入电流。此外, 由于直流母线电压通过控制输入功率来调节, PWM整流器还可降低系统所需电容器容值。

目前, PWM整流器的控制方法主要为电压定向控制和直接功率控制^[7-9]。前者通过控制输入电流间接控制输入有功和无功功率, 虽具有良

好的控制性能, 但受到内部电流环性能的影响^[10]; 后者类似于电机驱动控制中的直接转矩控制, 其通过测量输入电流和电压来计算有功和无功功率, 并通过滞环比较器和开关表执行控制, 无需内部电流控制环, 动态性能较优, 但控制精度有限^[11-12]。近年来, 一些改进直接功率控制算法被提出以进一步提高控制性能, 如采用模糊控制来修正传统开关表^[13]。其中最具有发展前途的是结合模型预测控制的直接功率控制算法, 即模型预测直接功率控制(model predictive direct power control, MPDPC)^[14-15], MPDPC基于系统模型预测未来状态以选择最优电压矢量, 和传统基于开关表的直接功率控制方法相比, 控制精确度

基金项目: 江苏省高等学校大学生创新创业训练计划项目(201812679019X)

作者简介: 蒋文娟(1982-), 女, 硕士, 讲师, Email: 1790209952@qq.com

更高,控制性能更好。MPDPC方案中最优电压矢量由成本函数最小化计算后确定,而成本函数通常由有功和无功功率误差项构成,即2个控制因素组成单一成本函数进行同时控制^[16]。因此,当有功功率和无功功率的变化量增大,相互影响随之增大,在控制期间将相互干扰,从而响应特性降低,对控制产生负面影响。

本文基于前述文献研究基础,针对PWM整流器的MPDPC控制方案设计了动态性能改进措施,即对成本函数重新进行了优化组织,减少了控制因素之间的相互干扰。新型MPDPC控制方案的有效性通过试验进行了验证。

1 PWM整流器的预测模型

图1为三相PWM整流器的电路拓扑结构。

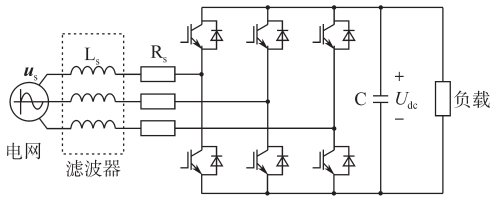


图1 三相PWM整流器的电路拓扑

Fig.1 Topology of the three-phase PWM rectifier

如图1所示,三相全桥变换器通过滤波电感 L_s 和电阻 R_s 连接到电网电压 u_s 上。PWM整流器的数学模型在静止坐标系中定义如下:

$$u_s = L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + u_{con} \quad (1)$$

式中: u_s 为电网电压矢量; u_{con} 为变换器的输出电压矢量; i_s 为输入电流矢量。

变换器输出电压矢量由开关状态和直流母线电压计算得到:

$$u_{con} = s_{con} U_{dc} \quad (2)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; s_{con} 为开关状态矢量。设 s_a, s_b 和 s_c 为每相桥臂支路的开关状态,其中“1”代表导通,“0”代表关闭,则有:

$$s_{con} = \frac{2}{3}(s_a + s_b e^{j2\pi/3} + s_c e^{-j2\pi/3}) \quad (3)$$

由电网电压和电流矢量可计算复功率 S 如下:

$$S = P + jQ = \frac{3}{2}(i_s^* u_s) \quad (4)$$

式中: P 为有功功率; Q 为无功功率;“*”为共轭算子。

如果电网电压三相平衡,则电网电压 u_s 的差异可定义为

$$\frac{du_s}{dt} = j\omega |u_s| e^{j\omega t} = j\omega u_s \quad (5)$$

式中: ω 为电网频率。

从式(1)可以得到电网电流的微分

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_s - u_{con} - R_s i_s) \quad (6)$$

将式(5)和式(6)代入式(4),可得到复功率 S 的微分

$$\frac{dS}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[\frac{3}{2}(|u_s|^2 - u_{con}^* u_s) - (R_s - j\omega L_s)S \right] \quad (7)$$

将式(7)中的复功率 S 的微分分成实部和虚部,可得到有功和无功的微分

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2L_s} [|u_s|^2 - \text{Re}(u_{con}^* u_s)] - \frac{R_s}{L_s} P - \omega Q \quad (8)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{-3}{2L_s} \text{Im}(u_{con}^* u_s) - \frac{R_s}{L_s} Q + \omega P \quad (9)$$

基于式(8)和式(9)中的有功和无功功率表达式,可对下一个控制周期的 P 和 Q 进行预测如下:

$$P^{k+1} = P^k + \left\{ \frac{3}{2L_s} [|u_s^k|^2 - \text{Re}(u_{con}^k u_s^k)] - \frac{R_s}{L_s} P^k + \omega Q^k \right\} t_{sp} \quad (10)$$

$$Q^{k+1} = Q^k + \left\{ \frac{-3}{2L_s} \text{Im}(u_{con}^k u_s^k) - \frac{R_s}{L_s} Q^k + \omega P^k \right\} t_{sp} \quad (11)$$

式中: t_{sp} 为控制周期。

当使用功率预测式(10)和式(11)时,将产生一个步长的延迟。该延迟会导致功率预测控制出现误差。为了解决该问题,将通过模型获取的第 $k+2$ 步长功率预测值用于控制,而不是使用第 $k+1$ 步长的功率预测值。第 $k+2$ 步长的功率预测值计算式如下:

$$P^{k+2} = P^{k+1} + \left\{ \frac{3}{2L_s} [|u_s^{k+1}|^2 - \text{Re}(u_{con}^{k+1} u_s^{k+1})] - \frac{R_s}{L_s} P^{k+1} + \omega Q^{k+1} \right\} t_{sp} \quad (12)$$

$$Q^{k+2} = Q^{k+1} + \left\{ \frac{-3}{2L_s} \text{Im}(u_{con}^{k+1} u_s^{k+1}) - \frac{R_s}{L_s} Q^{k+1} + \omega P^{k+1} \right\} t_{sp} \quad (13)$$

2 新型MPDPC控制方案

MPDPC方案中存在有功功率和无功率2个控制因素,构成单一成本函数进行控制。若有功功率或无功功率急剧变化,则控制权重将集中于一个控制因素,另一个的控制性能将恶化。图2为PWM整流器的MPDPC控制框图。

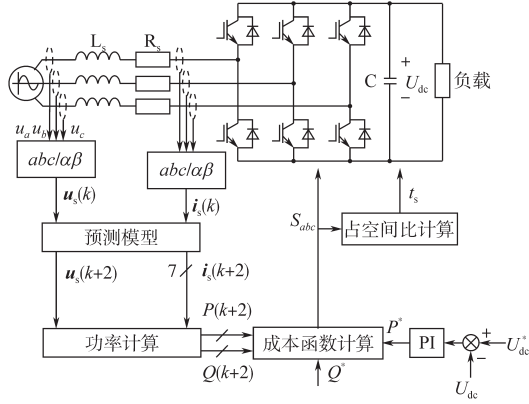


图2 PWM整流器的MPDPC框图

Fig.2 Block diagram of the MPDPC for the PWM rectifier

因此,本文中设计了可重构权重因子来对成本函数进行优化,以增强单一成本函数下系统的动态性能。

2.1 可重构权重因子成本函数

成本函数的主要目的是跟踪控制系统的特定变量。模型预测控制的主要优点之一是通过成本函数可兼顾多个控制要求和约束。成本函数中通常使用权重因子来权衡各个控制量,以此改善或调节系统性能。MPDPC中的成本函数包含了有功功率误差和无功功率误差的平方项,通过成本函数计算可选出有功功率误差平方项和无功功率误差平方项之和最小的最优电压矢量。若有功功率误差和无功功率误差之间的差异不大,则可在无权重因子的情况下执行控制。但有功功率误差或无功功率误差中的任一个急剧变化时,可能导致控制集中,无法兼顾另一个控制因素,使另外一个控制量动态性能降低。为了改善MPDPC的动态性能,对MPDPC成本函数中的权重因子进行了重构设计,即有功功率误差项的权重因子根据无功功率误差项的大小来调整,同时,无功功率误差项的权重因子根据有功功率误差项的大小来调整,从而降低了两个控制量之间的相互干扰。可重构权重因子成本函数可表示为

$$cf_{\text{recon}} = p_{\text{wf}}(P^{\text{ref}} - P^{k+2})^2 + q_{\text{wf}}(Q^{\text{ref}} - Q^{k+2})^2 \quad (14)$$

其中

$$p_{\text{wf}} = [\lambda(Q^{\text{ref}} - Q^{k+2})/Q_{\text{rated}} + 1]$$

$$q_{\text{wf}} = [\lambda(P^{\text{ref}} - P^{k+2})/P_{\text{rated}} + 1]$$

式中: cf_{recon} 为成本函数; p_{wf} , q_{wf} 为可重构权重因子; P^{ref} 为有功功率参考值; Q^{ref} 为无功功率参考值; P_{rated} 为有功功率额定值; Q_{rated} 为无功功率额定值; λ 为调整权重因子的比例系数。

当功率误差变为零时,需设计一个小的恒定值加上功率误差再除以额定功率值以防止成本函数变为零。对于有功功率急剧变化的情况, q_{wf} 比 p_{wf} 增加得更快,而对于无功功率急剧变化的情况, p_{wf} 比 q_{wf} 增加得更快,进一步通过调整 λ , 可获得较好的系统动态性能,即

$$P_{\text{merr}} = P^{\text{ref}} - P_{\text{m}} \quad (15)$$

$$Q_{\text{merr}} = Q^{\text{ref}} - Q_{\text{m}} \quad (16)$$

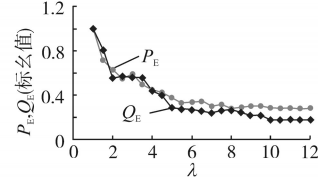
式中: P_{m} 为有功功率产生干扰量的大小; Q_{m} 为无功功率产生干扰量的大小; P_{merr} 为相互干扰产生的有功功率分量误差; Q_{merr} 为相互干扰产生的无功功率分量误差。

设 P_{E} 是由无功功率变化而产生的干扰量,而 Q_{E} 是由于有功功率变化而产生的干扰量。 P_{E} 和 Q_{E} 进行标么化后可表示为

$$P_{\text{E}} = P_{\text{merr}}/P_{\text{merr_max}} \quad (17)$$

$$Q_{\text{E}} = Q_{\text{merr}}/Q_{\text{merr_max}} \quad (18)$$

图3所示为 P_{E} 和 Q_{E} 随 λ 值变化的趋势图。从图3中可以看出,在 λ 值大于10以后,干扰量基本保持不变,考虑到需要保持稳态性能,综合试验数据后设置 λ 值为11。

图3 相互干扰随 λ 的变化趋势Fig. 3 The changing trend of mutual interference with λ

对于两电平三相全桥电路拓扑,存在8个可选电压矢量,通过成本函数最小化计算,可选择出最优电压矢量。使用式(12)和式(13),可计算出8个电压矢量对应的预测功率值,进而由式(14)可计算成本函数最小值,并找到最优矢量。如果使成本函数最小的矢量是零矢量,则选择次优矢量,而非零向量。因为零矢量将用于占空比优化生成,所以必须选择一个有效矢量,具体占空比优化计算见下一小节。为了论证可重构权重因子成本函数的性能,对功率控制时电压矢量选择的变化进行分析,将静止坐标系分成12个扇区,而 $V_1 \sim V_6$ 为6个有效电压矢量,如图4所示。

图5给出了采用传统成本函数和新成本函数时,有功功率、无功功率、成本函数选择的电压矢量和扇区对应关系。图5中,有功功率参考值在2 ms时变为25 kW,而无功功率始终被控制在0。

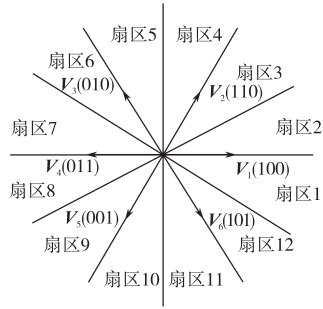


图4 静止坐标系下的扇区和电压矢量

Fig.4 Sectors and voltage vectors in stationary coordinates

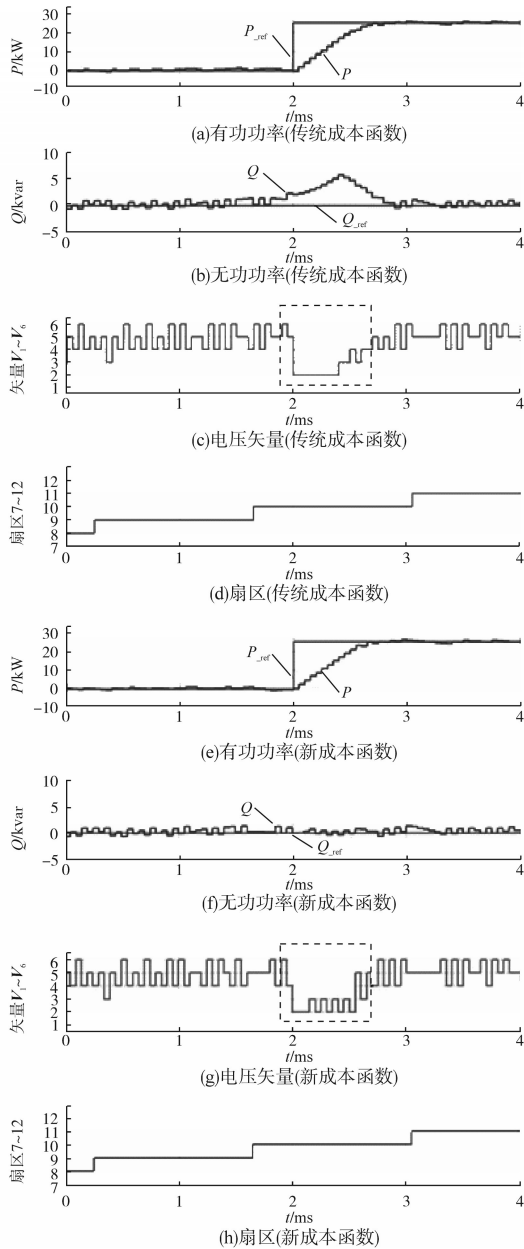


图5 采用传统成本函数和新成本函数进行功率控制的对比

Fig.5 Comparison of power control using traditional cost function and new cost function

从图 5a 中可以看出,采用传统成本函数计算时,有功功率增加对应施加的电压矢量一直为 V_2 ,这对无功功率控制产生了不利影响。在 V_2 应用于扇区 10 时,有功功率增量最大,但无功功率也有所增加。故连续施加 V_2 导致了无功功率增加。从图 5b 中可以看出,采用可重构权重因子成本函数后,有功功率增加对应为电压矢量 V_2 和 V_3 一起应用。在扇区 10 中应用电压矢量 V_3 可增加有功功率,同时减少无功功率。结合使用 V_2 和 V_3 ,有效地补偿了相互干扰。

2.2 电压矢量占空比计算

新 MPDPC 方案使用占空比优化控制来实现比传统基于单矢量的 MPDPC 方案更好的控制性能。控制周期分为 2 个部分:一部分使用基于成本函数最小化计算得到的有效矢量;另一部分则使用零矢量。所选择的有效矢量的持续时间是基于功率误差最小化原理导出的。使用式 (14) 选择最优有效电压矢量后,即可计算出有效矢量的持续时间。设 s_{p1} 和 s_{p2} 是施加有效矢量和零矢量时的有功功率的斜率, s_{q1} 和 s_{q2} 是施加有效矢量和零矢量时无功功率的斜率。通过式 (12) 和式 (13) 得到具体的有功和无功功率,因此有功功率和无功功率的值可计算如下:

$$P^{k+2} = P^{k+1} + s_{p1} \cdot t_s + s_{p2} \cdot (t_{sp} - t_s) \quad (19)$$

$$Q^{k+2} = Q^{k+1} + s_{q1} \cdot t_s + s_{q2} \cdot (t_{sp} - t_s) \quad (20)$$

式中: t_s 为有效矢量的持续时间。

控制周期 t_{sp} 内最优 t_s 需满足以下条件:

$$\frac{\partial c f_{\text{recon}}}{\partial t_s} = 0 \quad (21)$$

有效矢量的占空比可以基于式 (21) 获得:

$$t_s = \frac{(P^{\text{ref}} - P^{k+2})(s_{p1} - s_{p2}) + (Q^{\text{ref}} - Q^{k+2})(s_{q1} - s_{q2})}{(s_{p1} - s_{p2})^2 + (s_{q1} - s_{q2})^2} + \frac{t_{sp}(s_{p2}^2 + s_{q2}^2 - s_{p1}s_{p2} - s_{q1}s_{q2})}{(s_{p1} - s_{p2})^2 + (s_{q1} - s_{q2})^2} \quad (22)$$

在 t_s 期间施加有效矢量,即可通过式 (22) 获得有效矢量的持续时间,同时在剩余时间施加零矢量,即 t_{sp} 减去 t_s 。如果 t_s 小于零,则 t_s 应限制为零,另一方面,如果 t_s 大于 t_{sp} ,则 t_s 应限制为 t_{sp} 。

3 试验验证

为了验证 PWM 整流器的新型 MPDPC 控制方案,在实验室搭建了 PWM 整流器样机试验平台,开展了相关试验。实验装置包括一个基于

IGBT的三相全桥变换器(开关频率设为20 kHz)、一组直流电容器、基于电抗器的入网滤波器和基于DSP(TMS320F28335)的控制器等。主要的试验系统参数为:直流电压 $U_{dc}=700$ V, 直流电容 $C_{dc}=3\ 300\ \mu\text{F}$, 滤波电感 $L_s=8\ \text{mH}$, 额定功率 $P_n=25\ \text{kW}$, 开关频率 $f_{sw}=20\ \text{kHz}$, 电网电压 $U_s=380\text{V}$ 。

图6所示为使用新型MPDPC时变换器的稳态试验波形。从图6中可以看出,有功功率和无功功率均得到有效控制,直流电压稳定,输入电流保持了较好的正弦度。

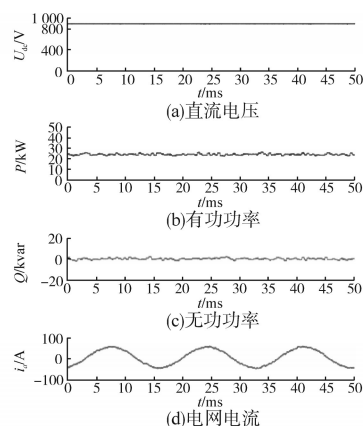


图6 采用新型MPDPC控制的稳态试验波形

Fig.6 Steady-state test waveforms controlled by the new MPDPC

图7和图8为采用传统直接功率控制和新型MPDPC方案时PWM整流器的有功功率动态加、减载试验波形,也即突加阶跃负载,其中包含了有功功率波形、无功功率波形和电网电流波形。试验期间无功功率保持为零,有功功率从2 kW加载到23 kW,然后降低至2 kW。图9和图10为图7和图8的时间尺度放大图。从图9可以看出,使用传统MPDPC方案时,出现了相互干扰,无功功率出现突然增加,但从图10可以看出,新型MPDPC方案由于使用了可重构权重因子成本函数,控制性能得到了改善,相互干扰得到消除。

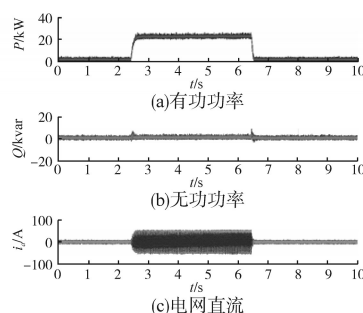


图7 采用传统直接功率控制的有功功率动态试验波形

Fig.7 Active power dynamic test waveforms controlled by traditional direct power control

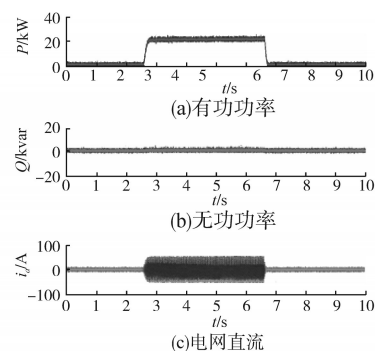


图8 采用新型MPDPC控制的有功功率动态试验波形

Fig.8 Active power dynamic test waveforms controlled by new MPDPC

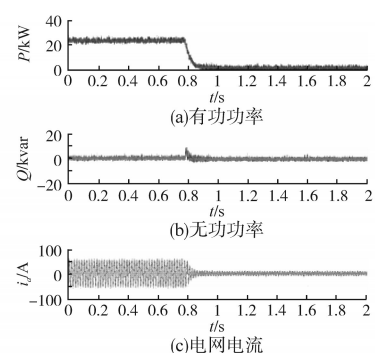


图9 图7的局部放大

Fig.9 Partial enlargement of Fig.7

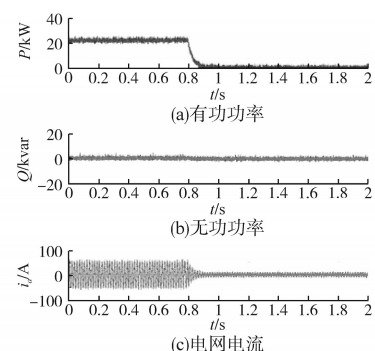


图10 图8的局部放大

Fig.10 Partial enlargement of Fig.8

图11和图12所示为使用传统直接功率控制和新型MPDPC方案时变换器的无功功率动态加、减载试验波形,其中包含了有功功率波形、无功功率波形和电网电流波形。试验期间有功功率保持为零,无功功率从2 kvar加载到10 kvar,然后降低至2 kvar。图13和图14为图11和图12的时间尺度放大图。从图13可以看出,使用传统直接功率控制时,出现了相互干扰,有功功率出现突然增加,但从图14可以看出,新型MPDPC方案由于使用了可重构权重因子成本函数,控制性能得到了改善,相互干扰得到消除。

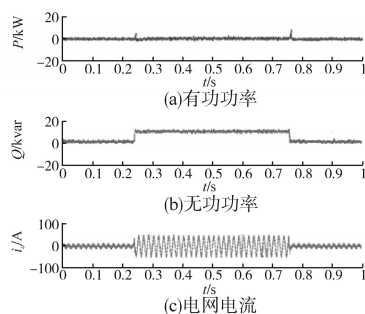


图11 采用传统直接功率控制的无功功率动态试验波形

Fig.11 Reactive power dynamic test waveforms controlled by traditional direct power control

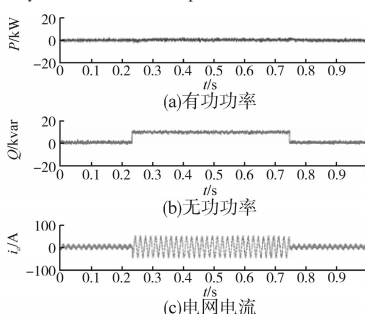


图12 采用新型MPDPC控制的无功功率动态试验波形

Fig.12 Reactive power dynamic test waveforms controlled by new MPDPC

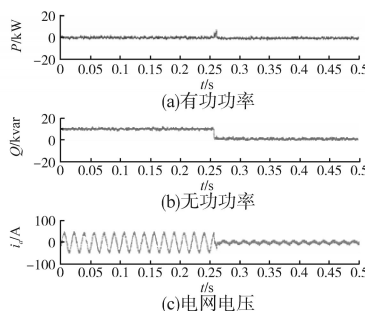


图13 图11的局部放大

Fig.13 Partial enlargement of Fig.11

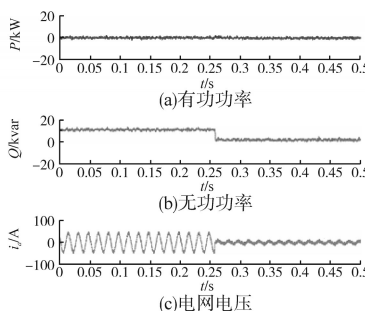


图14 图12的局部放大

Fig.14 Partial enlargement of Fig.12

4 结论

本文围绕PWM整流器的动态性能提高问题,在传统MPDPC基础上,对成本函数进行优化设计,提出一种基于可重构权重因子成本函数的新

型MPDPC方案,传统MPDPC控制中成本函数2个控制因子之间存在相互干扰,而新方案中可重构权重因子设计解决了该问题。与传统直接功率控制的对比试验结果验证了新型MPDPC方案的优势。

参考文献

- [1] 曹灵灵,李红梅. 车载充电机PFC AC/DC变换器的非线性功率控制[J]. 电气传动,2016,46(9):53-56.
- [2] 贾祺,严干贵,李泳霖,等. 新型多端输入光伏并网系统运行控制策略[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):43-48.
- [3] 李辉,袁婷婷. 有源电力滤波器最小直流侧电压优化控制[J]. 电力电容器与无功补偿,2017,38(5):33-36.
- [4] 陈玲林,朱晔,林平,等. 超级UPS中的标准化AC/DC变换器单元设计[J]. 电力电子技术,2016,50(11):1-4.
- [5] 夏鲲,张硕,袁印,等. 船舶中压电力模拟试验系统AC/DC变换器仿真研究[J]. 系统仿真学报,2016,28(5):1191-1196.
- [6] 郭文娇,任春光,王磊,等. 电压不平衡时交直流双向功率变换器的控制策略[J]. 电网技术,2016,40(3):1-10.
- [7] Habetler T G. A Space Vector-based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1993,8(1):30-36.
- [8] 郭雅娟,陈锦铭,何红玉,等. 交直流混合微电网接入分布式新能源的关键技术研究综述[J]. 电力建设,2017,38(3):9-18.
- [9] 程虹,杨为群,朱文广,等. 基于改进粒子群算法的交直流系统低压切负荷优化控制策略[J]. 电力科学与技术学报,2016,31(4):80-88.
- [10] Blasko V, Kaura V. A New Mathematical Model and Control of a Three-phase AC-DC Voltage Source Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002,12(1):116-123.
- [11] 杨兴武,赵剑飞,杨兴华,等. 基于变换器输出电压快速计算的直接功率控制方法[J]. 中国电机工程学报,2010,30(36):59-64.
- [12] 马庆安,李群湛,邱大强,等. 基于直接功率控制的单相AC-DC变流器控制器设计[J]. 电工技术学报,2012,27(7):251-256.
- [13] Bouafia A, Krim F, Gaubert J P. Fuzzy-logic-based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-phase PWM Rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009,56(6):1984-1992.
- [14] 金楠,康冬祎,崔光照. 无直流储能直接AC/AC动态电压恢复器及其预测控制[J]. 电机与控制学报,2016,20(7):88-94.
- [15] 王辉,徐雪刚,吴轩,等. 基于预测直接功率的双PWM一体化控制策略[J]. 电气传动,2015,45(9):43-46.
- [16] Zhang Y, Xie W, Li Z, 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.

收稿日期:2018-07-02

修改稿日期:2018-10-16