

基于虚拟磁链的 PWM 整流器模型预测直接功率控制

罗德荣¹,周小艳¹,姬小豪²,荣 飞¹,何仁浩¹

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082;

2. 国网江苏省电力公司检修分公司,江苏 苏州 215000)

摘要: 为了省去基于虚拟磁链定向的传统直接功率控制(DPC)中的滞环比较器和开关表以及基于电压定向的传统模型预测直接功率控制(MPDPC)中的交流电压传感器,提高系统的动态响应,实现功率的准确跟踪,在二者的基础上结合空间矢量脉宽调制(SVPWM),再引入延时补偿和重复控制,在两相静止坐标系下,以电网电压作为基本控制矢量,利用功率给定值与实测值的误差平方和最小建立目标函数,提出一种基于虚拟磁链的电压型 PWM 整流器的改进 MPDPC 方法。将传统 DPC、传统 MPDPC 与改进 MPDPC 进行了仿真和实验对比研究。仿真和实验结果表明,所提改进 MPDPC 方法提高了功率跟踪精度,减小了功率纹波,降低了电流谐波畸变率。

关键词: PWM 整流器; 模型预测直接功率控制; 虚拟磁链; 空间矢量脉宽调制; 重复控制; 延时补偿

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.12.017

0 引言

传统的 AC/DC 转换器通常使用二极管整流器,其配置简单、成本低,但包含大量低次谐波而且在直流侧需要单独配置一个处理剩余功率的装置^[1]。基于二极管整流器的不足,脉宽调制(PWM)整流器因具有能量双向流动、输入功率因数可控、降低电网侧谐波、直流侧电压可调等优点,使其在各类变流控制装置中得到广泛的应用,其控制方法的研究引起国内外学者越来越多的重视^[2-3]。

自从 PWM 整流器出现以来,根据现有文献的控制策略可以分为三大类:矢量控制^[4]、直接功率控制(DPC)^[5]和基于空间矢量的 DPC。矢量控制是一种应用广泛的控制方法,包括基于电压定向的矢量控制 VOC(Voltage Oriented vector Control)和基于虚拟磁链定向的矢量控制 VFOC (Virtual Flux Oriented vector Control)^[6-8]。矢量控制具有动态响应速度快、鲁棒性好等优点,但其电流控制环包含了滞环比较器,使其采样频率随着滞环比较器的宽度变窄而要求越来越高^[9]。DPC 包括基于电压定向的 DPC^[10]、基于虚拟磁链定向的直接功率控制 VF-DPC (Virtual Flux oriented Direct Power Control)^[2]和基于开关表的直接功率控制 DPC-ST (Direct Power Control based on Switching Table)^[6]。DPC 具有功率因数高、响应速度快、谐波次数低、控制结构简单等优点,但该方法功率纹波的大小依赖于直流侧电压的大小,开关频率不恒定,不利于电力滤波器的设

计^[11-13]。文献[14-15]提出一种基于空间矢量的模型预测直接功率控制 MPDPC (Model Predictive Direct Power Control),通过空间矢量脉宽调制(SVPWM)代替了传统开关表和滞环比较器,解决了频率不稳的问题,达到了定频的目的,同时降低了功率纹波,但没有考虑延时补偿,且交流电压传感器也较多。

本文在 MPDPC 的基础上结合虚拟磁链提出了一种基于虚拟磁链的 PWM 整流器的改进 MPDPC 策略。本文在 $\alpha\beta$ 坐标系下分析了电网电流、虚拟磁链、整流器输入电压、直流侧电压、开关函数及功率之间的关系,从而选出使目标函数值最小的离散电压矢量。所提控制方法采用虚拟磁链,省去了交流电压传感器,另外通过延时补偿消除了因步长延时引起的功率误差,接着引入重复控制实现了功率的准确跟踪。通过仿真和实验验证了所提控制算法的正确性和可行性。

1 电压型 PWM 整流器的理论基础

1.1 PWM 整流器的数学模型

三相电压型 PWM 整流器的拓扑图见图 1。图中, e_a, e_b, e_c 为三相对称电网相电压; i_a, i_b, i_c 为整流器输入相电流; u_a, u_b, u_c 为整流器输入相电压; R, L 分别为电网侧滤波电抗器的等效电阻和电感; C 为直流侧电容; R_L 为等效负载; i_{dc} 为直流侧电流; i_L 为负载电流。在稳态时可得三相电网电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型:

$$\mathbf{e} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} + \mathbf{u} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{e} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$, $\mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$, $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ 分别为三相对称电网电压、整流器输入电流、整流器输入电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量。

收稿日期:2017-03-01;修回日期:2017-10-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51577052)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51577052)

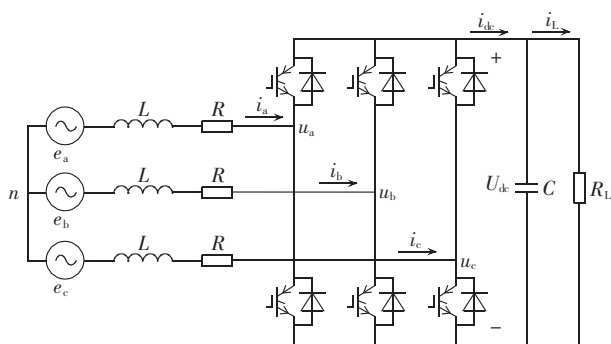


图 1 三相电压型 PWM 整流器的拓扑图

Fig.1 Topology of three-phase voltage-source PWM rectifier

1.2 虚拟磁链

虚拟磁链 $\psi = [\psi_\alpha \ \psi_\beta]^T$ 是本文控制算法的基础，忽略电网侧滤波电抗器的等效电阻 R ，根据整流器直流侧电压与整流器开关函数 (S_a, S_b, S_c) 的关系式可得整流器输入侧电压，从而省去了交流电压传感器，其在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} U_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} (S_b + S_c) \end{bmatrix} \quad (2)$$

传统虚拟磁链观测器中直接使用纯积分器会造成因积分初值选取的不同产生不同程度的直流偏差，所以得到的磁链圆将偏离实际的磁链中心。为了避免该情况，一些学者提出采用一阶低通滤波器代替纯积分器从而在稳定状态时成功消除了直流偏移。然而，一阶低通滤波器会造成输入信号的延迟和幅值的衰减，从而导致幅值和相位的误差。

为了解决上述问题，本文采用改进的虚拟磁链模型的结构框图^[16]，如图 2 虚线框内所示。利用 PID 控制器的抗积分饱和原理，根据 PWM 整流器交流侧的电压矢量设置虚拟磁链的输出限幅值，然后再将积分调节器的输出作为反馈量输入积分调节器作为抗积分饱和和计算的参考反馈输入^[17]。

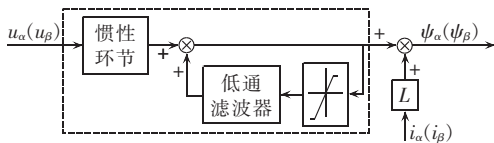


图 2 改进的虚拟磁链模块

Fig.2 Block of improved virtual flux

2 MPDPC

2.1 功率预测模型

在稳态条件下，忽略电网侧滤波电抗器的等效电阻 R 的影响，系统交流侧的瞬时有功功率 p 和无功功率 q 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为：

$$\begin{cases} p = \omega \|\psi \times i\| = \omega (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ q = \omega \|\psi \cdot i\| = \omega (\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \end{cases} \quad (3)$$

其中， ω 为虚拟磁链 ψ 的角频率。

本文提出的方法是基于功率的瞬时值进行预测的，则对式(3)进行微分可得有功功率和无功功率在 t 时刻的变化率为：

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \omega \left(\frac{d\psi_\alpha}{dt} i_\beta + \psi_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - \frac{d\psi_\beta}{dt} i_\alpha - \psi_\beta \frac{di_\alpha}{dt} \right) \\ \frac{dq}{dt} = \omega \left(\frac{d\psi_\alpha}{dt} i_\alpha + \psi_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + \frac{d\psi_\beta}{dt} i_\beta + \psi_\beta \frac{di_\beta}{dt} \right) \end{cases} \quad (4)$$

在理想电压条件下，由式(1)和(2)可得三相电网电流 i 和磁链 ψ 在 $\alpha\beta$ 坐标系下 t 时刻的变化率为：

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (e_\alpha - u_\alpha - Ri_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (e_\beta - u_\beta - Ri_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_\alpha}{dt} = u_\alpha + Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha \\ \frac{d\psi_\beta}{dt} = u_\beta + Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)和(6)代入式(4)有^[18]：

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{\omega}{L} (\omega \|\psi\|^2 - \psi_\alpha u_\beta + \psi_\beta u_\alpha) - \frac{R}{L} p - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{\omega}{L} (\psi_\alpha u_\alpha + \psi_\beta u_\beta) - \frac{R}{L} q + \omega p \end{cases} \quad (7)$$

其中， $\|\psi\|$ 为虚拟磁链矢量的幅值。

2.2 延时补偿

在理想状态下，电流的采样、功率的计算和脉冲的输出是瞬时完成的，但在实际应用中这些不可能同时完成，存在一定的延时误差。在传统 DPC 中，当前控制周期的电压矢量会用在下一控制周期，为了消除延时误差，将 $(k+1)T$ 时刻的功率预测值用在 kT 时刻^[19-20]，其中 T 为整流器的控制周期。则根据式(7)可计算 $t = (k+1)T$ 时刻的功率：

$$\begin{cases} p(k+1) = p(k) (1 - RT/L) - \omega T q(k) + \frac{\omega}{L} T (\psi_\beta u_\alpha - \psi_\alpha u_\beta) + \frac{\omega^2}{L} T \|\psi\|^2 \\ q(k+1) = q(k) (1 - RT/L) + \omega T p(k) - \frac{\omega}{L} T (\psi_\alpha u_\alpha + \psi_\beta u_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

与传统 DPC 不同的是，在模型预测中 $(k+1)T$ 时刻的有功功率和无功率仅仅是计算的第一步，为了消除模型预测中的延时误差，需要计算 $(k+2)T$ 时刻的功率预测值，根据式(8)可以得到 $(k+2)T$ 时刻的功率预测值^[21]：

$$\begin{cases} p(k+2) = p(k+1) \left(1 - \frac{R}{L} T \right) - \omega T q(k+1) + \frac{\omega}{L} T (\psi_\beta u_\alpha - \psi_\alpha u_\beta) + \frac{\omega^2}{L} T \|\psi\|^2 \\ q(k+2) = q(k+1) \left(1 - \frac{R}{L} T \right) + \omega T p(k+1) - \frac{\omega}{L} T (\psi_\alpha u_\alpha + \psi_\beta u_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

为了使系统功率的跟踪性能达到最优状态,结合延时补偿和模型预测控制原理,以每一个控制周期内功率的误差平方和最小构建目标函数^[22-25]:

$F(k) = \lambda_1(p_{\text{ref}} - p(k+2))^2 + \lambda_2(q_{\text{ref}} - q(k+2))^2$ (10)
其中, λ_1, λ_2 为权重系数,通常按其对应的控制对象的重要程度进行设置,考虑到本系统的有功功率和无功功率同等重要,取 $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$; p_{ref} 为有功功率的参考值,由整流器直流侧电压给定值与实测值的偏差经 PI 控制器后再乘以直流侧电压得到; q_{ref} 为无功功率的参考值,为了实现系统单位功率因数运行,将无功功率的参考值设为 0,则式(10)变为式(11)。

$$F(k) = (p_{\text{ref}} - p(k+2))^2 + (0 - q(k+2))^2 \quad (11)$$

通过选择合适的 $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 使目标函数 $F(k)$ 的值最小,即:

$$\begin{cases} \frac{\partial F(k)}{\partial u_\alpha(k)} = 0 \\ \frac{\partial F(k)}{\partial u_\beta(k)} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

将式(7)和(9)代入式(12)可得最优的 $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$:

$$\begin{cases} u_\alpha(k) = \omega L i_\beta - \omega \psi_\beta - R i_\alpha + \frac{L}{\omega T} \times \frac{1}{\|\psi\|^2} \times \\ \quad [\psi_\beta(p_{\text{ref}} - p(k+1)) - \psi_\alpha(q_{\text{ref}} - q(k+1))] \\ u_\beta(k) = \omega \psi_\alpha - R i_\beta - \omega L i_\alpha - \frac{L}{\omega T} \times \frac{1}{\|\psi\|^2} \times \\ \quad [\psi_\alpha(p_{\text{ref}} - p(k+1)) + \psi_\beta(q_{\text{ref}} - q(k+1))] \end{cases} \quad (13)$$

2.3 重复控制

为了得到本系统的最优电压矢量,可根据式(4)和(9)预测整流器输入侧电压矢量对应的系统未来有功功率和无功功率,再结合式(11)可得其对应的目标函数值,使目标函数值最小的离散电压矢量就是本系统的最优电压矢量。然而对于本文所提出的方法存在一种特殊情况,那就是当 $p(k+2) = p_{\text{ref}}$ 、 $q(k+2) = 0$ 时瞬时功率误差消失,目标函数值变为 0,系统就不能输出合适的控制矢量,即目标函数值为非零值是系统正常工作的必要条件。为了解决上述问题,本文在模型预测中引入文献[26]的重复控制并进行优化。

优化的重复控制是在每一次控制作用后,将每一次的给定值与实测值的误差保存,并修正下一次的参考值,即通过前 k 次的误差来修正第 $k+1$ 次参考值,其在离散域中的控制框图见图 3 虚线框内。

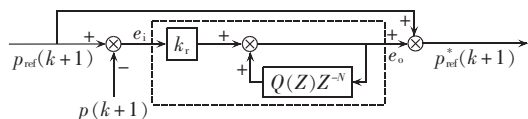


图 3 优化的重复控制框图

Fig.3 Block diagram of improved repetitive controller

优化重复控制的传递函数为 $k_r \frac{1}{1 - Q(Z)Z^{-N}}$ 。

其中, k_r 为重复控制增益系数,本文 k_r 取值为 1^[27],其取值满足文献[28]所指出的 $0 \leq k_r \leq 1$; $Q(Z)$ 通常为低通滤波器或一个略小于 1 的常数,根据经验本文取 0.95,此时系统稳态误差较小、跟踪精度好^[29]; Z^{-N} 为周期延迟环节, N 为一周期内的采样次数; e_i 为输入误差信号; e_o 为输出误差信号。

由于输入误差信号是以基波为周期的重复信号,故它的输出信号就是对输入信号的逐周期累加。则其传递函数的差分离散形式如下^[26]:

$$e_o(k) = e_i(k) + 0.95e_o(k-N) \quad (14)$$

根据优化的重复控制,在 $(k+1)T$ 时刻的参考功率加上前 k 次采样周期预测误差值之和,即得到修正后的功率参考值:

$$\begin{cases} p_{\text{ref}}^*(k+1) = p_{\text{ref}}(k+1) + 0.05 \sum_{i=0}^k (p_{\text{ref}}(i) - p(i)) \\ q_{\text{ref}}^*(k+1) = q_{\text{ref}}(k+1) + 0.05 \sum_{i=0}^k (q_{\text{ref}}(i) - q(i)) \end{cases} \quad (15)$$

根据式(9)、(13)和(15)可得基于虚拟磁链的改进 MPDPC 框图,如图 4 所示,图中 U_{dref} 为直流电压给定值。

本文提出的基于虚拟磁链的改进 MPDPC 是在 $\alpha\beta$ 坐标系下计算的,在 dq 坐标系下也同样适用,且与在 $\alpha\beta$ 坐标系下相似,本文不再阐述。

3 仿真分析和实验验证

3.1 仿真实验数据

为了验证本文所提算法的可行性和优良性,本文分别将传统 DPC、传统 MPDPC 和改进 MPDPC 在 MATLAB/Simulink 中进行仿真对比研究,其仿真参数和实验参数如下:三相交流相电压峰值为 70 V,交流滤波电阻为 0.1 Ω ,交流滤波电感为 5 mH,直流滤波电容为 4 100 μF ,直流电压为 180 V,三相交流电压频率为 50 Hz,直流负载电阻为 60 Ω 。为了达到对比研究效果,将传统 MPDPC 和改进 MPDPC 的开关频率 f_s 均设为 5 kHz。传统 DPC 和改进 MPDPC 的虚拟磁链初始值取 0,各个惯性环节的幅值穿越频率取 3 140 rad/s。

3.2 仿真结果

图 5 为传统 DPC、传统 MPDPC 和改进 MPDPC 的功率仿真波形。图中, p_{ref} 、 p 分别为有功功率参考值、实测值; q_{ref} 、 q 分别为无功功率参考值、实测值。在 0~0.2 s 时直流侧负载为 120 Ω ,在 0.2 s 时直流侧负载突变为 40 Ω ,在 0.35 s 时直流侧负载突变为 60 Ω 。而无功功率在 0~0.1 s 时给定值为 0,在 0.1 s 时无功功率给定值变为 200 var,在 0.4 s 时无功功率给定值变为 -200 var。

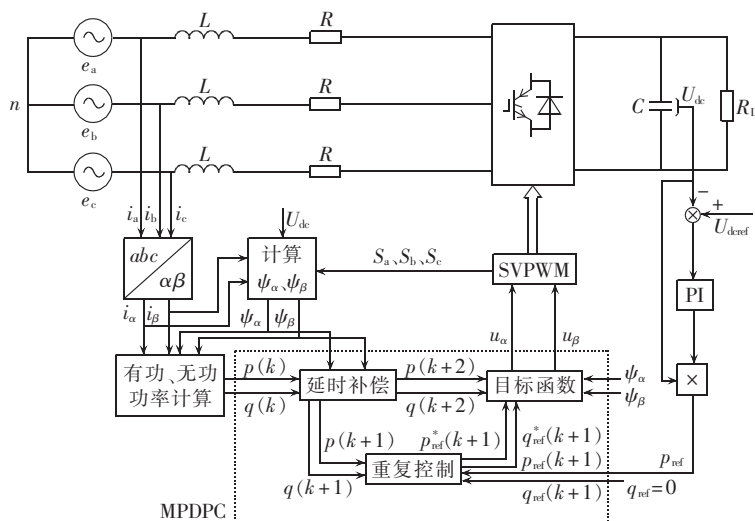


图 4 基于虚拟磁链的改进模型预测直接功率控制策略框图

Fig.4 Block diagram of improved MPDPC strategy based on virtual flux

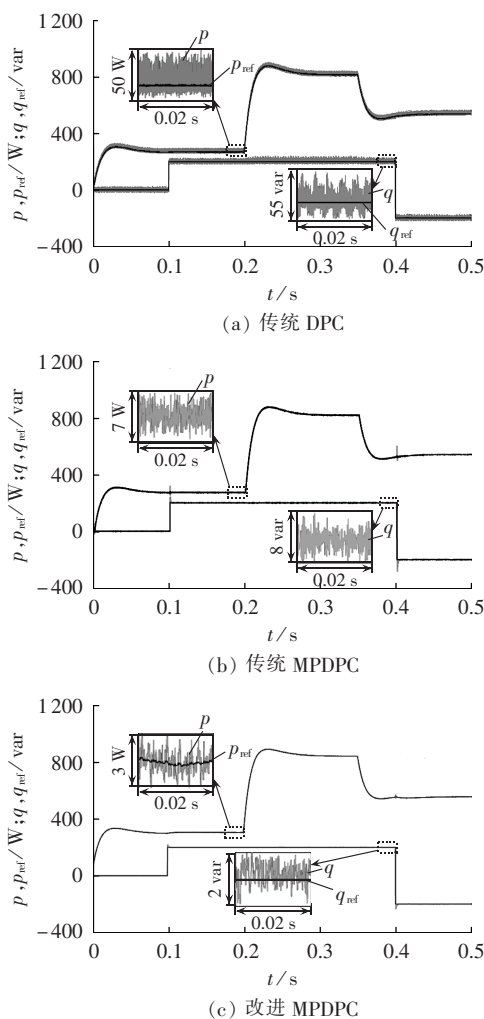


图 5 负载突变情况下的功率仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of power under sudden load change

从图 5 中可看出,在负载突变时,3 种控制策略的有功功率动态响应时间均不超过 0.1 s,且伴有较少的超调量,表现出良好的动态特性。传统 DPC 的

功率的纹波较大,有功功率的纹波约为 50 W,无功功率的纹波约为 55 var;传统 MPDPC 的有功功率纹波约为 7 W,无功功率的纹波约为 8 var;而改进 MPDPC 的功率纹波最小,有功功率纹波只有约 3 W,而无功功率的纹波约为 2 var。

仿真结果表明所提控制策略继承了传统 MPDPC 和传统 DPC 的优良动态性能及传统 MPDPC 的功率纹波较小的特点,在传统 MPDPC 的基础上结合延时补偿和重复控制实现了功率准确无误跟踪。

图 6 为 3 种控制策略的交流侧 a 相电流波形及其谐波频谱图。从图中可看出,传统 DPC 的电流谐波畸变率(THD)为 3.54 %,比传统 MPDPC 和改进 MPDPC 的都高,而且传统 DPC 的电流谐波广泛分布于整个频域内,这是由传统 DPC 开关频率不恒定造成的;传统 MPDPC 和改进 MPDPC 的电流谐波畸变率分别为 2.39 % 和 2.07 %,两者相差不大,而且其谐波频谱图相似,高次谐波主要集中在开关频率的偶数倍附近,这是因为这 2 种控制策略都引入了空间矢量脉宽调制。由此可看出在改善电网电流质量方面,改进 MPDPC 的效果最好,而且开关频率固定。

为了验证改进 MPDPC 的鲁棒性,将电感 L 的值由 5 mH 分别变为 4.8 mH 和 5.2 mH,但控制算法中依然沿用 5 mH 代入计算。图 7 为 $L=4.8$ mH 时的功率、网侧电流波形及其谐波分析,图 8 为 $L=5.2$ mH 时的功率、网侧电流波形及其谐波分析。从图 7(a)和图 8(a)可知,有功功率和无功功率纹波稍微有增大,从图 7(b)可知其谐波畸变率变大但低于传统 MPDPC,而图 8(b)的谐波畸变率稍微低于改进 MPDPC,但其功率纹波都比改进 MPDPC 的功率纹波大,表明本文所提控制策略在电感值出现变化时依然具有较好的控制精度。

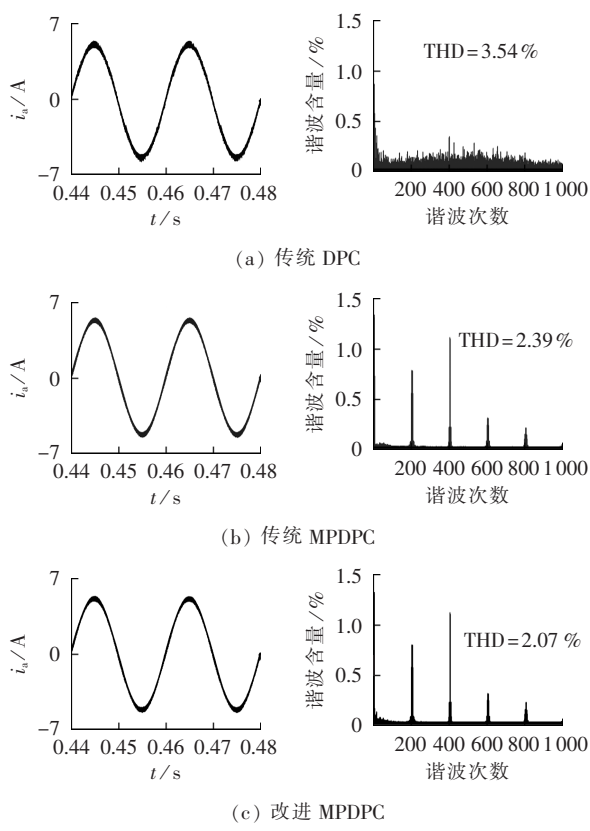


图 6 网侧电流波形及谐波频谱

Fig.6 Waveform and harmonic spectrum of grid current

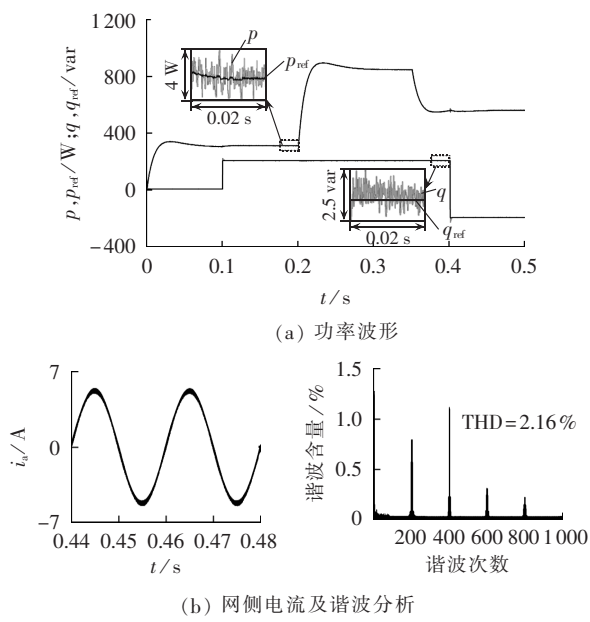


图 7 改进 MPDPC 在 $L=4.8\text{ mH}$ 时的功率、网侧电流及谐波频谱

Fig.7 Waveforms of power,grid current and harmonic spectrum for improved MPDPC when $L=4.8\text{ mH}$

3.3 实验结果

为了验证本文算法的可行性,选取 TI 公司的 TMS320F28335 作为控制芯片,功率开关 IGBT 为 SKM100GBDT4,搭建实验平台。其中控制器包含 PWM 整流器部分,由三相可控全桥整流器将交流电变为

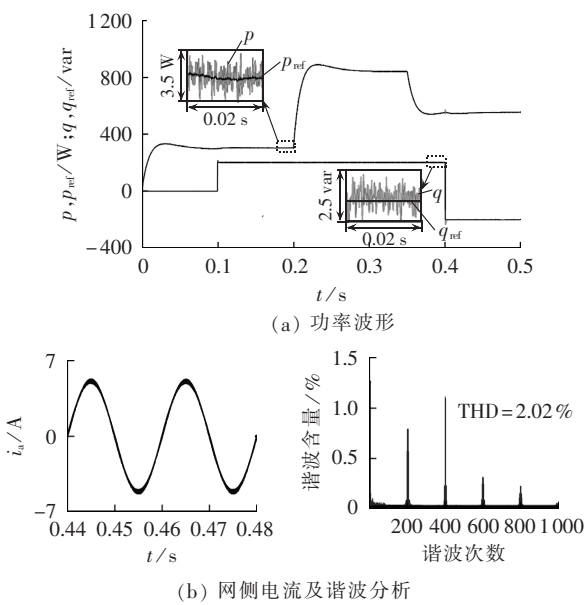


图 8 改进 MPDPC 在 $L=5.2\text{ mH}$ 时的功率、网侧电流及谐波频谱

Fig.8 Waveforms of power,grid current and harmonic spectrum for improved MPDPC when $L=5.2\text{ mH}$

直流电输出,功率波形通过 D/A 转换器得到。

图 9 为传统 DPC、传统 MPDPC 和改进 MPDPC 的实验结果图,从功率波形可看出,传统 DPC 功率跟踪准确,但它的纹波最大,传统 MPDPC 的纹波较小但跟踪不准确,而改进 MPDPC 的功率跟踪基波准确无误且纹波最小。

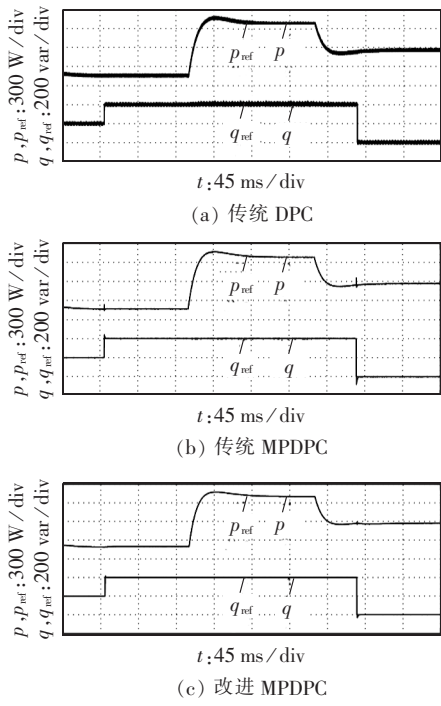


图 9 负载突变情况下的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms under sudden load change

本文所提控制算法能实现功率的准确跟踪,具有较小的功率纹波、较快的响应速度及较低的电流

谐波畸变率,而这些都是在低功率的情况下得到的,考虑到实验室的条件有限,暂未研究其在大功率条件下的情况。

4 结论

本文提出了基于虚拟磁链的三相电压型 PWM 整流器的改进 MPDPC 策略。在两相静止坐标系下结合恒定开关频率的空间矢量脉宽调制,并引入了延时补偿和重复控制,使功率能够准确无误地跟踪参考值。相比传统 DPC,改进 MPDPC 极大地减小了功率纹波,改善了电网电流质量;相比传统 MPDPC,改进 MPDPC 省去了交流侧电压传感器,实现了功率的准确无误跟踪。

参考文献:

- [1] CHO Y, LEE K B. Virtual-flux-based predictive direct power control of three-phase PWM rectifiers with fast dynamic response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 3348-3359.
- [2] HU J, SHANG L, HE Y, et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 210-222.
- [3] LEE J S, LEE K B. Carrier-based discontinuous PWM method for VIENNA rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 2896-2900.
- [4] OOI B T, DIXON J W, KULKARNI A B, et al. An integrated AC drive system using a controlled-current PWM rectifier/inverter link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(1): 64-71.
- [5] 接峰, 黄进. 三相 PWM 整流器直接功率控制的新调制方法[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4): 9-11.
JIE Feng, HUANG Jin. Novel modulation method for direct power control of three-phase PWM rectifier[J]. Power Electronics, 2006, 40(4): 9-11.
- [6] LISERRE M, AQUILA A D, BLAABJERG F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 19(1): 234-240.
- [7] 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.
- [8] WU X H, PANDA S K, XU J X. DC link voltage and supply-side current harmonics minimization of three phase PWM Boost rectifiers using frequency domain based repetitive current controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1987-1997.
- [9] 马宏伟, 李永东, 郑泽东, 等. 一种 PWM 整流器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(11): 21-25.
MA Hongwei, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Model predictive control of PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(11): 21-25.
- [10] VAZQUEZ S, SANCHEZ J A, CARRASCO J M, et al. A model-based direct power control for three-phase power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1647-1657.
- [11] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M, et al. Predictive control in power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.
- [12] 王国强, 王志新, 张华强, 等. 基于 DPC 的海上风场 VSC-HVDC 变流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 115-119.
WANG Guoqiang, WANG Zhixin, ZHANG Huaqiang, et al. DPC-based control strategy of VSC-HVDC converter for offshore wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 115-119.
- [13] MALINOWSKI M, JASINSKI M, KAZMIERKOWSKI M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [14] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase Pulse Width Modulation (PWM) rectifier using Space-Vector Modulation (SVM)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [15] CHOI D K, LEE K B. Dynamic performance improvement of AC/DC converter using model predictive direct power control with finite control set[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 757-767.
- [16] 吴凤江, 汪之文, 孙力. PWM 整流器的改进虚拟磁链定向矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(5): 504-508.
WU Fengjiang, WANG Zhiwen, SUN Li. Improved virtual flux oriented vector control of PWM rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12(5): 504-508.
- [17] 侯兆然. 基于虚拟磁链定向的 PWM 整流器控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(21): 105-109.
HOU Zhaoran. Research on control method of PWM rectifier based on virtual flux orientation[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(21): 105-109.
- [18] ESKANDARI-TORBATI H, Khaburi D A, ESKANDARI-TORBATI V. Virtual flux based Direct Power Control (DPC) of three phase PWM rectifier using Model Predictive Control (MPC) and Space Vector Modulation (SVM) [C]//Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference. Tehran, Iran: IEEE, 2014: 242-248.
- [19] 曹晓冬, 谭国俊, 王从刚, 等. 三相 PWM 整流器模型预测虚拟电压矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2926-2935.
CAO Xiaodong, TAN Guojun, WANG Conggang, et al. Model predictive virtual voltage vector control for three-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2926-2935.
- [20] CORTES P, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.
- [21] 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.
- [22] ZHANG Y, QU C. direct power control of a pulse width modulation rectifier using space vector modulation under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5892-5901.

- [23] VAZQUEZ S,MARQUEZ A,AGUILERA R,et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid connected power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(4):2010-2020.
- [24] 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 Transactions on Power Electronics,2016,31(7):5279-5289.
- [25] ZHANG Y,PENG Y,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.
- [26] 罗德荣,姬小豪,黄晟,等. 电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电网技术,2014,38(11):3109-3114.
LUO Derong,JI Xiaohao,HUANG Sheng,et al. Model predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Power System Technology,2014,38(11):3109-3114.
- [27] 赵强松,叶永强,徐国峰,等. 改进重复控制在低采样频率逆变器中的应用[J]. 电工技术学报,2015,30(19):120-127.
ZHAO Qiangsong,YE Yongqiang,XU Guofeng,et al. Application

of improved repetitive control scheme to inverter with low sampling frequency [J]. Transactions of China Electro-technical Society,2015,30(19):120-127.

- [28] LONGMAN R W. Iterative learning control and repetitive control for engineering practice[J]. International Journal of Control,2000,73(10):930-954.
- [29] 王斯然,吕征宇. LCL 型并网逆变器中重复控制方法研究[J]. 中国电机工程学报,2010,30(27):69-75.
WANG Siran,LÜ Zhengyu. Research on repetitive control method applied to grid-connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(27):69-75.

作者简介:



罗德荣

罗德荣(1968—),男,湖南长沙人,教授,博士,主要研究方向为电机微机控制及电力电子应用等(E-mail:hldlr@sina.com);

周小艳(1991—),女,湖南怀化人,硕士研究生,主要研究方向为轻型直流输电(E-mail:zxy1290337872@qq.com)。

Virtual-flux-based model predictive direct power control for PWM rectifiers

LUO Derong¹,ZHOU Xiaoyan¹,JI Xiaohao²,RONG Fei¹,HE Renhao¹

(1. College of Electrical and Information Engineering,Hunan University,Changsha 410082,China;

2. State Grid Jiangsu Electric Power Maintenance Branch Company,Suzhou 215000,China)

Abstract: To leave out the hysteresis controller and switching look-up table used in virtual flux oriented traditional DPC(Direct Power Control) and the AC voltage sensors in traditional MPDPC(Model Predictive Direct Power Control),improve dynamic response of control system,and achieve accurate power tracking,the delay compensation and repetitive control are integrated with SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) to propose an improved MPDPC method for voltage-source PWM rectifier based on virtual flux that are also based on traditional DPC and traditional MPDPC method,which takes the grid voltage as the basic control vector and the sum of squared error between predictive power and measured power model minimization as the objective function in two-phase stationary frame. The traditional DPC,traditional MPDPC and improved MPDPC are compared by simulation and experiment,and the results show that the improved MPDPC method improves the accuracy of power tracking and reduces the power ripple and the harmonic distortion rate of current.

Key words: PWM rectifier; MPDPC; virtual flux; SVPWM; repetitive control; delay compensation