

一种 PWM 整流器虚拟磁链矢量重构方法

陈铁柱¹⁾, 张勇军^{1)✉}, 肖 雄¹⁾, 罗凌波²⁾

1) 北京科技大学冶金工程研究院, 北京 100083 2) 中车株洲电力机车研究所有限公司, 株洲 412001

✉ 通信作者, E-mail: zhangyj@ustb.edu.cn

摘要 电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM) 整流器的虚拟磁链矢量可以由电网电压矢量进行积分得到, 实际中常用一阶低通滤波器代替纯积分环节来消除直流偏置误差和抑制高频次谐波干扰, 但一阶低通滤波器的引入也会带来电网电压幅值衰减和相移, 从而导致虚拟磁链观测不准确。为消除一阶低通滤波器对虚拟磁链观测的影响, 本文提出一种基于矢量重构技术的观测方法, 通过分析一阶低通滤波器的幅频特性和相频特性, 分别对滤波后的电压矢量幅值和相位进行重构, 可实现虚拟磁链幅值和相位的精确估算。该方法应用于虚拟磁链定向的电压型脉宽调制整流器直接功率控制系统。仿真和实验结果表明, 与传统的一阶低通滤波器策略相比, 该方法提高了虚拟磁链的估计精度, 有效抑制了直流母线电压动态响应波动, 更有利于滤除网侧电流谐波。

关键词 电压型脉宽调制; 整流器; 矢量重构; 功率控制

分类号 TM461

Virtual flux vector reconstruction of a PWM rectifier

CHEN Tie-zhu¹⁾, ZHANG Yong-jun^{1)✉}, XIAO Xiong¹⁾, LUO Ling-bo²⁾

1) Engineering Research Institute, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

2) CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China

✉ Corresponding author, E-mail: zhangyj@ustb.edu.cn

ABSTRACT The virtual flux space vector of a pulse width modulation (PWM) rectifier usually can be calculated by integrating the grid voltage vector. In practice, the pure integral part is replaced with a first-order low-pass filter (FOLP) to counteract the DC offset error and high frequency harmonic interference. However, the FOLP will result in the amplitude variation and phase shift of the grid voltage vector, which can lead to inaccurate observations of the virtual flux. In order to eliminate the effect of the FOLP on the grid voltage, this paper proposes an improved virtual flux orientation strategy based on the vector reconstruction principle. According to the amplitude—frequency characteristics and phase—frequency characteristics of the FOLP, the amplitude and phase of the voltage vector were separately reconstructed to improve the accuracy of the amplitude and phase values in virtual flux estimation. Furthermore, the proposed method was applied to a virtual flux oriented PWM rectifier direct power control system. Simulations and experimental results show that, compared with the traditional first-order low-pass filter, this method improves the accuracy of virtual flux estimation, effectively reduces the DC bus voltage fluctuation in dynamic response, and is more conducive to filter out grid current harmonics control.

KEY WORDS pulse width modulation; rectifiers; vector reconstruction; power control

电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM) 整流器与相控整流器相比, 具有能抑制谐波污染, 可单位功率因数状态运行, 能量双向流动等优点, 在整流、有

源滤波^[1-2]及无功补偿、高性能交流传动^[3-4]等领域得到越来越广泛的应用。基于直接功率原理, 现有的电压型脉宽调制整流器控制方法可以归纳为两类: 电压

定向型直接功率控制 (voltage oriented direct power control ,VO-DPC) ^[5-6] 和虚拟磁链定向型直接功率控制 (virtual flux oriented direct power control ,VFO-DPC) ^[7-8]。文献 [9] 对上述 2 种方法做了详细比较,研究发现虚拟磁链定向型直接功率控制能降低系统总谐波畸变率 (total harmonic distortion ,THD) ,动态性能良好而更有优势。在虚拟磁链定向型直接功率控制中,虚拟磁链无法直接测量得到,而其观测和估计精度会直接决定整个系统的控制性能,因此也日益成为研究的热点之一。

虚拟磁链定向型直接功率控制中的虚拟磁链观测理论上可以由对电网电压的积分得到,但实际应用中会存在直流偏置和积分初值问题 ^[10-11]。目前主要的实用方法多采用一阶低通滤波器 (first-order low-pass filter ,FOLP) 取代纯积分,这样观测得到的虚拟磁链虽然不依赖于积分初值,但一阶低通滤波器的使用会引起交流电压幅值衰减和相移,并会使得电压型脉宽调制整流器的动态响应效果变差 ^[12-14]。针对这个问题,很多学者提出了改进方法。文献 [15] 利用三级一阶低通滤波器的级联观测磁链,在此基础上加入实时的动态补偿。这种方法虽能抑制直流偏置和初始相位误差,但三级滤波的引入又造成观测器参数较多且调整困难,在实际工程应用中难以达到理论效果。文献 [16] 提出了带初值估计的磁链观测方法,利用零电压矢量将两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下对磁链的观测转化为对采样电流的微分,然后将采样电流离散化,即用差分代替微分,得到磁链初始值,但是差分方程设计不合理时观测的结果会存在误差。文献 [17] 提出了带积分饱和限幅反馈方法,但是为了确定积分饱和限,必须检测虚拟磁链多个参数。在电网稳态运行的情况下,虚拟磁链的参数可以由网侧电压和电网频率预测得到,然而当电网电压波动时,由于虚拟磁链不能由瞬时状态预测出来,会造成检测到的虚拟磁链参数不准确,因此系统的鲁棒性较差。

本文基于电压型脉宽调制整流器数学模型和虚拟磁链定向控制理论,通过分析虚拟磁链原理,提出一种基于矢量重构技术的虚拟磁链观测方法。该方法基于矢量重构原理,通过分析一阶低通滤波器的幅频特性和相频特性对电网电压矢量的影响,分别对滤波后的电压矢量幅值和相位进行重构,消除了一阶低通滤波器的引入带来的电压矢量幅值衰减和相移,实现虚拟磁链幅值和相位的精确估算。由于是基于对电压矢量的直接重构,对电网电压波动有较强的适应性,而且与其他一阶低通滤波虚拟磁链观测改进策略相比,该方法需调整的参数较少。本文通过对该矢量重构方法与传统一阶低通滤波方法的虚拟磁链观测进行仿真和实验研究证明了该方法的可行性和有效性。

1 基于一阶低通滤波的虚拟磁链观测

电压型脉宽调制整流器系统中的虚拟磁链定向方法是将整流器网侧等效成一个虚拟的交流电动机,如图 1 所示,网侧阻抗 R 和 L 分别等效为交流电动机中的定子电阻和定子电感,则三相电网电压矢量 u (u_a , u_b , u_c) 在积分后所得到的矢量可认为是虚拟交流电动机的气隙磁链。

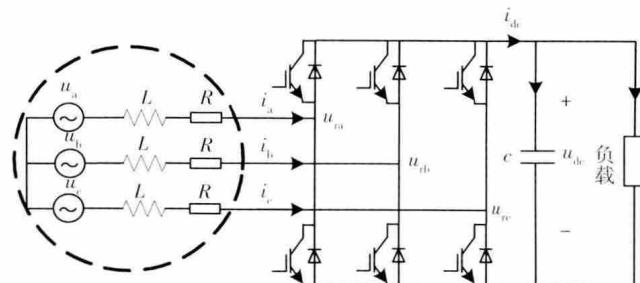


图 1 电压型脉宽调制整流器主电路拓扑

Fig. 1 Diagram of the main circuits of the pulse width modulation rectifier

图 1 中 c 为直流侧母线电容, u_a 、 u_b 和 u_c 为交流侧电网三相电压, i_a 、 i_b 和 i_c 为网侧电流, u_{ra} 、 u_{rb} 和 u_{rc} 为整流桥网侧电压, u_{dc} 和 i_{dc} 分别是直流母线电压和电流。

若采用 u 、 i 和 u_r 分别代表三相电网电压矢量、电流及整流器网侧电压的空间矢量。若忽略回路中电阻的影响,则整流器中存在如下关系

$$u = L \frac{di}{dt} + u_r \quad (1)$$

式中 t 表示时间。

依据电压型脉宽调制整流矢量变换原理,式中的整流器网侧电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下可表示为

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

式中 $u_{r\alpha}$ 和 $u_{r\beta}$ 为 u_r 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的两个分量(文章公式中,下角标最后一位为 α 或 β 的变量代表相应矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 或 β 分量) S_a 、 S_b 和 S_c 定义为桥臂的开关状态 ($S_i = 1$ 为相应的上桥臂导通; $S_i = 0$ 为相应的下桥臂导通)。

电网虚拟磁链矢量 Ψ 可由整流器网侧电压矢量 u_r 的积分加上滤波电感上的磁链求得,即

$$\Psi = \int u_r dt = \begin{pmatrix} \int u_{r\alpha} dt + Li_\alpha \\ \int u_{r\beta} dt + Li_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_{r\alpha} + Li_\alpha \\ \psi_{r\beta} + Li_\beta \end{pmatrix} \quad (3)$$

工程实际应用中,多采用一阶低通滤波器取代上式中的纯积分,通过一阶低通滤波消除直流偏置并滤

除高次谐波从而达到抑制积分饱和来估算电网虚拟磁链 Ψ 的目的^[18]。设一阶低通滤波器的传递函数为 $G(s)$ 则电网虚拟磁链 Ψ 的表达式为

$$\Psi(s) = G(s) u(s) = \frac{1}{s + \omega_c} u(s). \quad (4)$$

式中 s 为将传递函数由时域进行拉氏变换转换到复数域的复变量 $u(s)$ 为一阶低通滤波器的输入, $\Psi(s)$ 为一阶低通滤波器的输出 ω_c 为一阶低通滤波器的截止频率。

通常一阶低通滤波器的输入电压信号可以表示为

$$u(t) = A \sin(\omega_{\text{grid}} t) + B. \quad (5)$$

式中 A 和 ω_{grid} 分别为整流器输入电压的峰值和角频率 B 为直流偏置。这样可得到经一阶低通滤波后的虚拟磁链观测值

$$\Psi(t) = -\frac{\omega_{\text{grid}} A}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{\text{grid}}^2}} \cos(\omega_{\text{grid}} t - \delta) + \frac{B}{\omega_c} + D e^{-\omega_c t}. \quad (6)$$

式中 δ 为基波相移 $\delta = \arctan(\omega_c / \omega_{\text{grid}})$, D 为与初始条件有关的系数。

2 虚拟磁链的矢量重构方法

由上文分析可知, 为避免纯积分问题而引入的一阶低通滤波器会带来交流电压幅值的衰减和相位的变化, 从而影响虚拟磁链观测的准确度, 进一步会影响系统的控制性能。本文采用矢量重构器技术进行改进以克服由一阶低通滤波器引入给观测带来的不利影响。

采用一阶低通滤波器对整流器网侧电压的电压分量 $u_{r\alpha}$ 和 $u_{r\beta}$ 进行滤波后, 按照式(6)所示考虑一阶低通滤波的幅频特性和相频特性, 首先需对滤波后电压矢量的相位和幅值进行重构。若定义整流器网侧电压空间矢量 u_r 通过一阶低通滤波器后产生电压空间矢量 u_{rf} 则该电压空间矢量为

$$u_{rf} = \begin{pmatrix} u_{rf\alpha} \\ u_{rf\beta} \end{pmatrix} = G(j\omega_{\text{grid}}) u_r. \quad (7)$$

式中 j 表示复数单位。

将 u_{rf} 除以电网电压角频率 ω_{grid} 下一阶低通滤波器产生的增益, 可以得到重构整流器网侧电压矢量 u_r 的幅值, 因此经幅值重构后的电压矢量变为

$$u_{rr} = \begin{pmatrix} u_{rr\alpha} \\ u_{rr\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{|G(j\omega_{\text{grid}})|} \begin{pmatrix} u_{rf\alpha} \\ u_{rf\beta} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

再考虑积分作用对整流器网侧电压幅值的影响, 将电压矢量 u_{rr} 除以电网电压角频率 ω_{grid} 得到电压矢量 u_{ri} 。容易看出, 整流器网侧虚拟磁链 ψ_r 的幅值等效于 u_{ri} 的幅值。

$$u_{ri} = \begin{pmatrix} u_{ri\alpha} \\ u_{ri\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega_{\text{grid}}} \begin{pmatrix} u_{rr\alpha} \\ u_{rr\beta} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

$$\psi_r = u_{ri} = \sqrt{(u_{ri\alpha})^2 + (u_{ri\beta})^2}. \quad (10)$$

设电压空间矢量 u_r 的相位角为 $\theta = \arctan(u_{ri\beta}, u_{ri\alpha})$ 则整流器网侧虚拟磁链矢量 ψ_r 的角度 φ 可以通过对 θ 相角进行重构获得。同样的, 考虑整流器网侧电压矢量 u_r 通过一阶低通滤波带来的相角滞后, 将角度 θ 减去一阶低通滤波器在电网电压频率下的相角 $\angle G(j\omega_{\text{grid}})$ 就可以重构出整流器网侧电压矢量 u_r 的相位角 γ

$$\gamma = \theta - \angle G(j\omega_{\text{grid}}). \quad (11)$$

容易看到, 在整流器网侧电压矢量 u_r 相角中去除积分因素的影响就可以得到整流器网侧虚拟磁链矢量 ψ_r 的相角, 即有

$$\varphi_r = \gamma - \pi/2. \quad (12)$$

整流器网侧虚拟磁链 ψ_r 的幅值和相角可以分别由式(10)和式(12)得到, 则整流器的虚拟磁链矢量 Ψ_r 可表示为

$$\Psi_r = \begin{pmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_r \cos \varphi_r \\ \psi_r \sin \varphi_r \end{pmatrix}. \quad (13)$$

电网虚拟磁链的估计值是整流器网侧虚拟磁链与滤波电感产生的磁链相加得到, 由式(3)和式(13)可知电网虚拟磁链矢量可重构为

$$\Psi = \begin{pmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_r \cos \varphi_r + L_i \alpha \\ \psi_r \sin \varphi_r + L_i \beta \end{pmatrix}. \quad (14)$$

由此得到电网虚拟磁链定向角为 $\varphi = \arctan(\Psi_\beta, \Psi_\alpha)$ 。

综上所述, 虚拟磁链矢量重构器原理框图如图 2 所示, 图 3 为基于该矢量重构技术构建的电压型脉宽调制整流器 VFO-DPC 系统示意图。图 3 中 u_{der} 为直流母线电压参考值, p_{ref} 和 q_{ref} 分别为有功 p 和无功 q 的参考值。

3 仿真对比

3.1 虚拟磁链观测器对比仿真

为验证该虚拟磁链矢量重构器的有效性, 本文在 Matlab/Simulink 环境下对所提出的矢量重构方法与传统一阶低通滤波方法的虚拟磁链观测进行比较研究。仿真结果如图 4 和图 5 所示。在图 4 和图 5 中, 观测器的输入信号均为 100 V 的正弦波, 额定频率 50 Hz, 设置直流偏置为输入信号峰值的 5% (7.07 V)。

由图 4 的仿真结果可以看出, 由于一阶低通滤波器的引入会带来电压幅值衰减和相位的变化, 无论是起动还是稳态运行阶段, 一阶低通滤波观测器观测出的虚拟磁链幅值均存在比较明显的误差, 而使用矢量重构器能得到较为满意的观测结果。由图 5 的仿真结果可以看出: 由于直流偏置的影响, 一阶低通滤波器观测出的磁链定向角与理想磁链角间存在比较明显的误

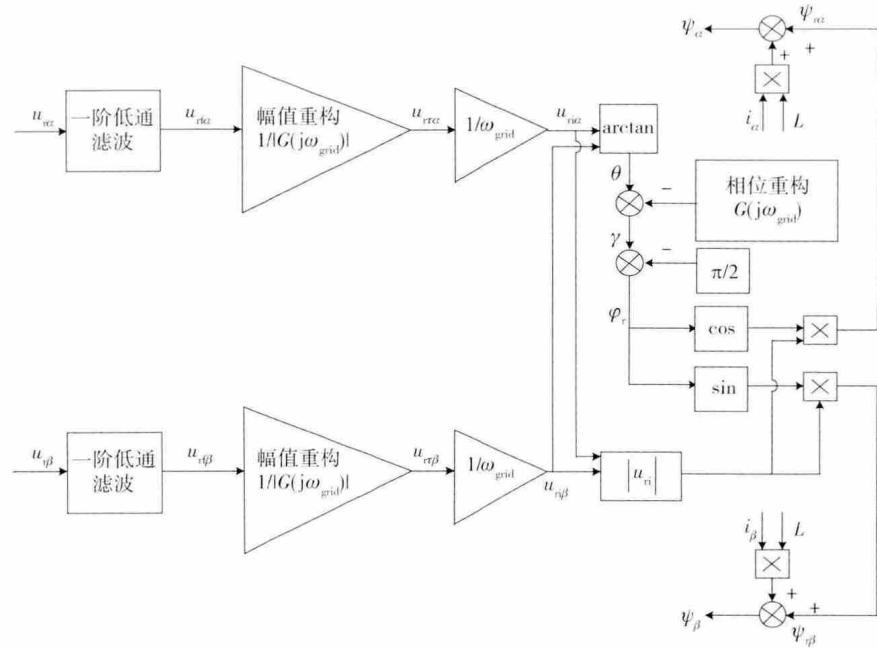


图2 虚拟磁链矢量重构器

Fig. 2 Scheme of virtual flux vector reconstruction

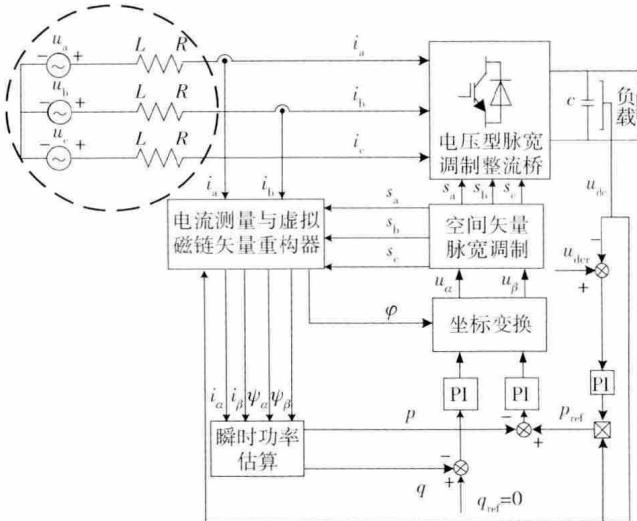


图3 基于矢量重构电压型脉宽调制整流器 VFO-DPC 系统

Fig. 3 Diagram of the VFO-DPC system based on virtual flux vector reconstruction

差,且稳态时误差继续存在;而使用矢量重构器观测出的磁链定向角磁链定向角 φ 在经过震荡后,能迅速稳定到理想磁链角附近,且在 0.06 s 时能与理想磁链角曲线基本重合.

3.2 系统仿真

利用 MATLAB 软件在 Matlab/Simulink 中按照图 3 所示构建电压型脉宽调制整流器 VFO-DPC 控制仿真平台. 仿真参数如下: 三相电源相电压为 220 V, 频率为 50 Hz, 交流侧输入电感为 2.5 mH, 等效电阻为 0.2 Ω, 直流侧电容为 4000 μF、阻性负载为 100 Ω, 开关频率 5 kHz, 给定直流母线电压 u_{dc} 为 500 V.

在 0.1 s 时刻, 将负载电阻突变到 50 Ω, 以测试不同虚拟磁链观测方法下的系统动态性能. 采用一阶低通滤波方法仿真结果如图 6 所示. 由图 6(a) 和 (b) 可知, 整流器网侧电压电流虽然同相位, 但网侧电流总谐波畸变率较大, 为 4.13%. 采用虚拟磁链矢量重构器的仿真结果如图 7 所示. 由图 7(a) 可知, 在负载突变时, 整流器网侧 a 相电流能快速进入稳态, 且与电压同相位, 实现单位功率因数控制. 由图 7(b) 可知, 网侧电流总谐波畸变率为 1.39%, 其三次谐波和五次谐波幅值明显小于一阶低通滤波方法.

同时, 对比图 6(c) 和图 7(c) 可知, 在 0.1 s 时刻, 将负载电阻突变到 50 Ω 后, 基于一阶低通滤波方法的 VFO-DPC 系统电压降幅在 20 V 左右, 约在 0.13 s 恢复到直流母线电压给定值 500 V. 相比之下, 基于矢量重构方法的 VFO-DPC 系统电压降幅大约为 12 V, 且电压恢复实际较一阶低通滤波方法提高 10 ms 左右. 可见, 通过矢量重构技术优化的虚拟磁链观测方法能够使电压型脉宽调制整流器获得更好地直流母线电压动态响应.

为验证在系统参数摄动的情况下, 采用矢量重构技术的电压型脉宽调制整流器系统的可靠性和有效性, 本文做了相关仿真实验. 在系统其他参数不变的情况下, 分别改变整流器交流侧输入电感 L 和等效电阻 R 的值进行了仿真验证, 结果如图 8 所示. 图 8(a) 为交流侧等效电阻值摄动(等效电阻值由 R 逐步摄动到 $2R$) 时, 整流器直流母线电压波形; 图 8(b) 为交流侧输入电感值摄动(输入电感值由 L 逐步摄动到 $2L$) 时, 整流器直流母线电压波形图. 由图 8 可知, 在参数摄动时, 直流母线电压均能较快地收敛到给定电压值,

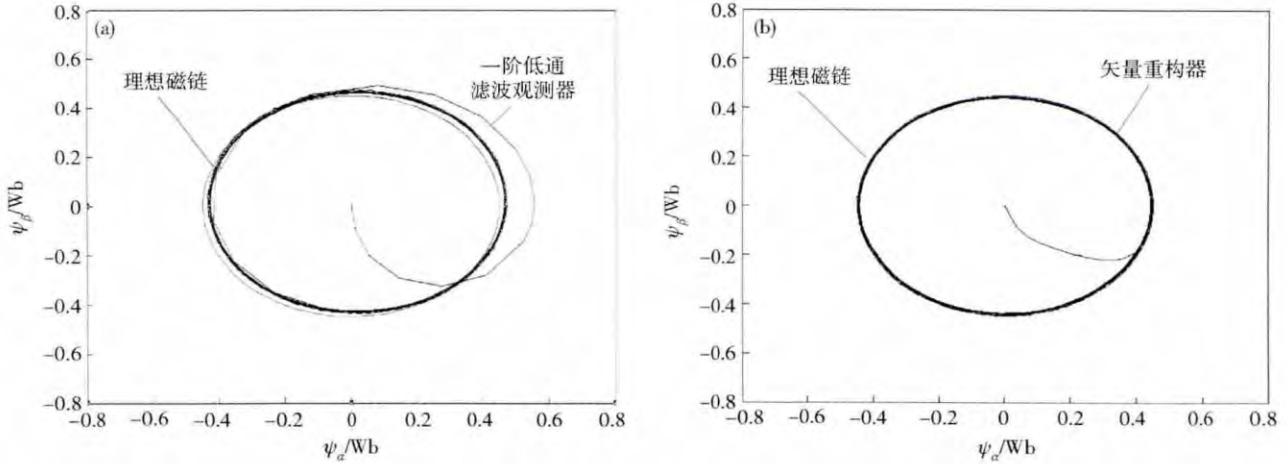


图 4 不同观测器的磁链仿真波形比较. (a) 一阶低通滤波观测器; (b) 矢量重构器

Fig. 4 Comparison of virtual line flux linkage observed by two different observers: (a) first-order low-pass filter observer; (b) vector reconstruction observer

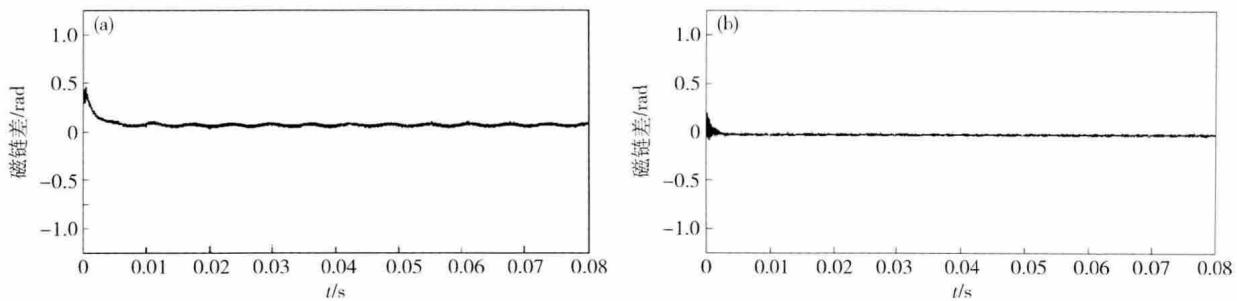


图 5 不同观测器的磁链定向角误差. (a) 一阶低通滤波观测器; (b) 矢量重构器

Fig. 5 Comparison of flux orientation angle error observed by two different observers: (a) first-order low-pass filter observer; (b) vector reconstruction observer

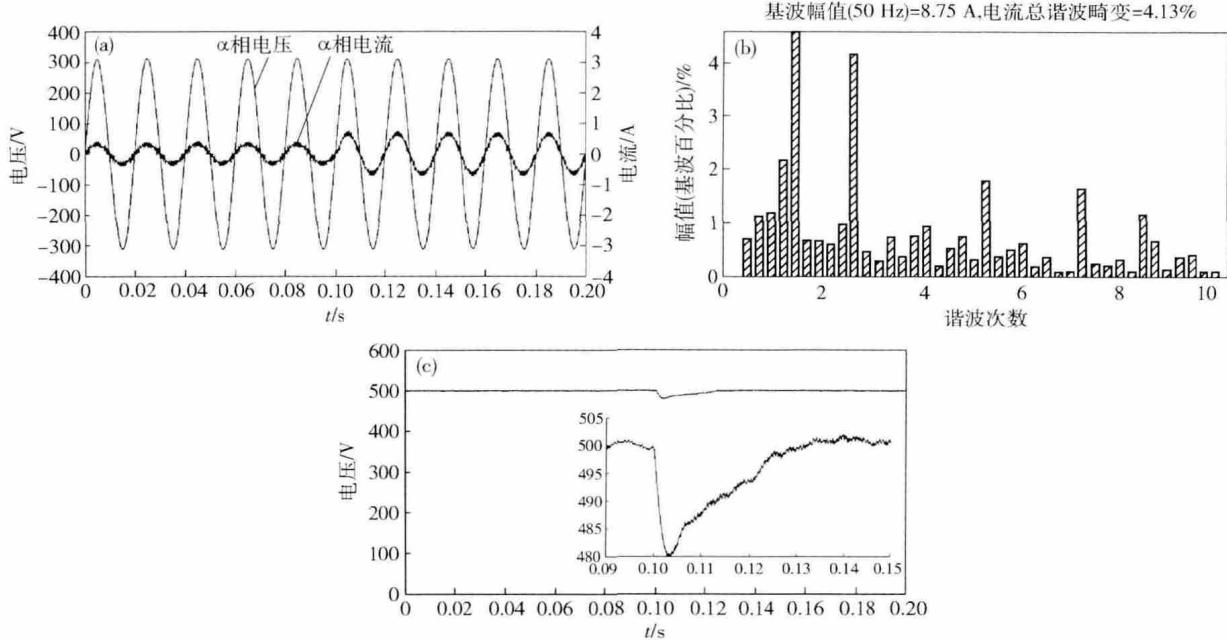
图 6 基于一阶低通滤波观测的 VFO-DPC 系统仿真波形. (a) 相电压 u_a 和电流 i_a 波形; (b) a 相电流谐波; (c) 直流母线电压波动

Fig. 6 Simulation waveforms of VFO-DPC based on FOLP: (a) voltage u_a and current i_a ; (b) total harmonic distortion of current i_a ; (c) dynamic waveforms of DC bus voltage

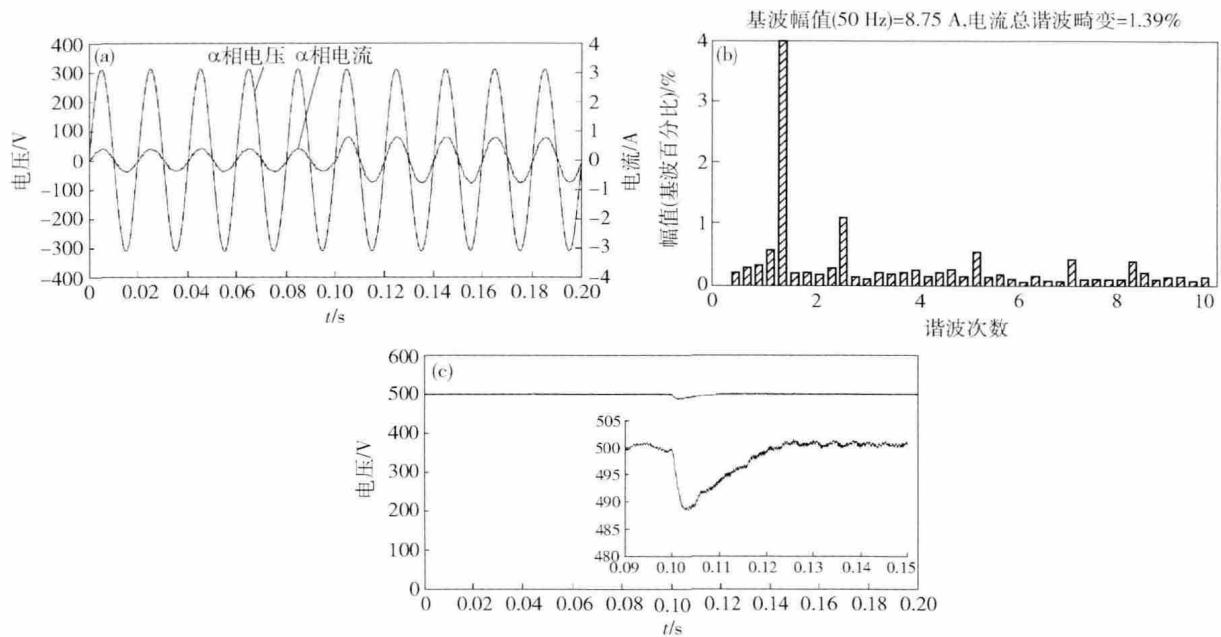


图7 基于矢量重构 VFO-DPC 系统仿真波形. (a) 相电压 u_a 和电流 i_a 波形; (b) a 相电流谐波; (c) 直流母线电压波动

Fig.7 Simulation waveforms of VFO – DPC system based on virtual flux vector reconstruction: (a) voltage u_a ; (b) total harmonic distortion of current i_a ; (c) dynamic waveforms of DC bus voltage

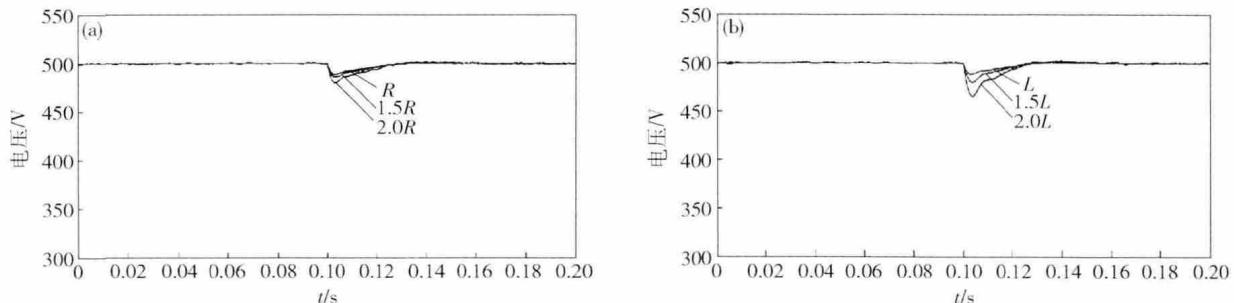


图8 在系统参数摄动时改进的整流器系统直流母线电压波形. (a) 交流侧等效电阻值摄动; (b) 交流侧输入电感值摄动

Fig.8 Experimental waveforms when the parameters of the improved VFO-DPC system are changed: (a) DC bus voltage when the resistance is changed; (b) DC bus voltage when the inductance is changed

说明改进的整流器系统对系统自身参数的摄动具有很好的鲁棒性.

4 实验验证

按图3所示原理框图结构,以TMS320F2812 DSP为核心控制器建立实验平台,对基于一阶低通滤波和矢量重构两种策略的电压型脉宽调制整流器VFO-DPC系统进行实验测试,实验平台照片如图9所示. 系统主要参数与上节系统仿真中使用的参数相同,主回路功率器件的开关频率设置为5 kHz.

在0.1 s时刻将负载电阻由100 Ω 变化为50 Ω ,系统实验波形如图10和图11所示.

图10(a) 为使用一阶低通滤波虚拟磁链观测方法时的整流器交流侧a相电流波形,电流由加载到重新到达稳定大约需要5个电源周期,由谐波分析仪测得谐波畸变率为5.92%;图10(b) 为使用矢量重构技术



图9 实验平台示意图

Fig.9 Photo of experimental platform

进行虚拟磁链观测的整流器交流侧a相电流波形,电流由加载到重新到达稳定只需要不到4个电源周期,并且由谐波分析仪测得谐波畸变率为2.38%,得以显著减小.

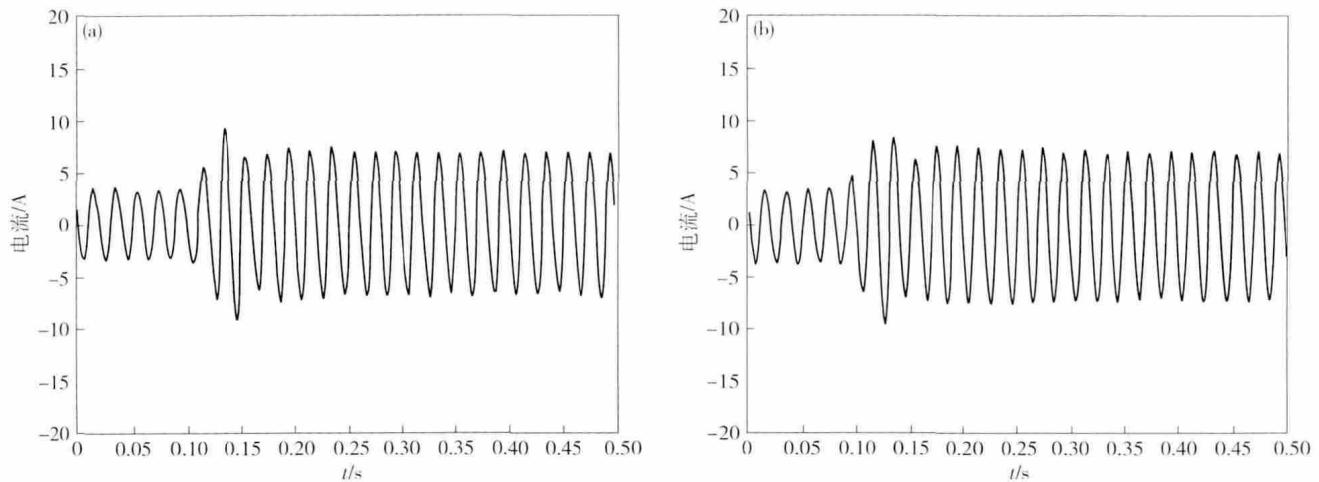


图 10 基于两种方法的整流器交流侧 a 相电流波形. (a) 基于一阶低通滤波观测方法; (b) 基于矢量重构方法

Fig. 10 Experimental waveforms of phase A current based on two different observers: (a) fist-order low-pass filter observer; (b) vector reconstructing observer

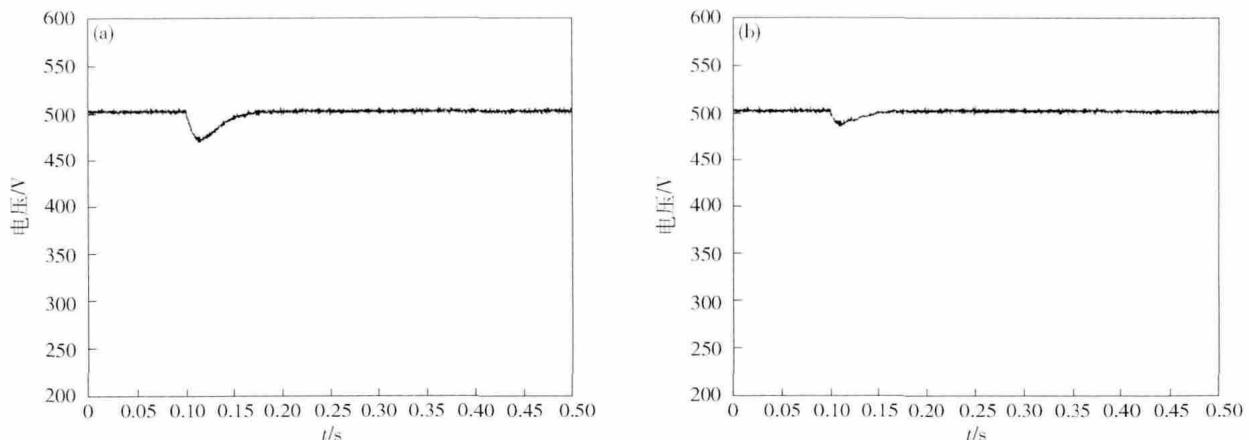


图 11 基于两种方法的整流器直流母线电压动态响应. (a) 基于一阶低通滤波观测方法; (b) 基于矢量重构方法

Fig. 11 Experimental waveforms of DC voltage based on two different observers: (a) first-order low-pass filter observer; (b) vector reconstructing observer

图 11(a) 为使用一阶低通滤波虚拟磁链观测方法下的整流器直流母线电压动态响应波形, 负载变化时电压降幅为 32 V 左右; 图 11(b) 显示的为使用矢量重构技术进行虚拟磁链观测的整流器直流母线电压动态响应波形, 其加载时的电压降大约为 18 V, 且恢复时间有一定减小. 以上实验结果与系统仿真结论基本一致, 证明该方法在提高虚拟磁链估算精度和整流器动态响应中的有效性, 且该过程容易在数字控制器中实现.

5 结论

本文针对传统一阶低通滤波器会带来电压幅值衰减和相移的问题, 提出一种基于矢量重构原理的虚拟磁链观测方法. 通过分析一阶低通滤波器的幅频特性和相频特性对电网电压矢量的影响, 分别对滤波后的电压矢量幅值和相位进行重构, 消除了引入一阶低通

滤波器带来的电压矢量幅值衰减和相移, 并在 Matlab/Simulink 仿真平台和 DSP 控制的实验平台上进行了对比和分析. 仿真和实验表明: (1) 在测试系统动态响应时, 采用矢量重构技术的虚拟磁链定向型直接功率控制系统明显克服了一阶低通滤波器会带来幅值衰减和相位变化, 可以更准确地得到虚拟磁链的幅值和相位观测值. (2) 基于矢量重构技术与传统一阶低通滤波方法的虚拟磁链定向型直接功率控制系统均能稳定运行于单位功率因数状态, 且采用矢量重构技术后的控制系统电流谐波总畸变率较小. (3) 由于能更准确地观测出虚拟磁链, 采用矢量重构技术的虚拟磁链定向型直接功率控制系统的控制性能得到提高, 在发生负载扰动时能更好地抑制直流母线电压波动.

参 考 文 献

- [1] Zhang C W, Zhang X. *PWM Rectifier and Its Control*. Beijing: China Machine Press, 2003

- (张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2003)
- [2] Nian H, Cheng P. Resonant based Direct Power Control strategy for PWM rectifier under unbalanced grid voltage condition. *Trans China Electrotech Soc*, 2013, 28(11): 86
(年珩, 成鹏. 电网电压不平衡时 PWM 整流器的谐振直接功率控制策略. 电工技术学报, 2013, 28(11): 86)
- [3] Geng Y W, Wu X J, Zhou D J, et al. Research on three phase four wire PV-AF system based on improved proportional resonant controllers. *Trans China Electrotech Soc*, 2013, 28(8): 142
(耿乙文, 伍小杰, 周德佳, 等. 基于改进型比例谐振控制器的三相四线制光伏发电和有源滤波器系统. 电工技术学报, 2013, 28(8): 142)
- [4] Zhou Q K, Liao Y, Yao J. Design of excitation system for AC excited generator excited by dual PWM converter speed sensorless vector control with improved closed-loop flux observer for induction machines. *Autom Electr Power Syst*, 2007, 31(6): 77
(周求宽, 廖勇, 姚骏. 双 PWM 变换器励磁的交流励磁发电机励磁系统设计. 电力系统自动化, 2007, 31(6): 77)
- [5] Li Z X, Li Y H, Wang P, et al. Novel quasi Direct Power Control method for PWM rectifier in stationary frame. *Proc CSEE*, 2010, 30(9): 47
(李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM 整流器在静止坐标系下的准直接功率控制. 电机工程学报, 2010, 30(9): 47)
- [6] Eskandari-Torbat H, Khaburi D A, Eskandari-Torbat V. Virtual flux based direct power control (DPC) of three phase PWM rectifier using model predictive control (MPC) and space vector modulation (SVM) // *IEEE Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*. Tehran, 2014: 465
- [7] Portillo R, Vazquez S, Leon J I, et al. Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters. *IEEE Trans Ind Inf*, 2013, 9(2): 1148
- [8] Norniella J G, Cano J M, Orcajo G A, et al. Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers. *IEEE Trans Ind Electron*, 2014, 61(1): 177
- [9] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Trzynadlowski A M. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives. *IEEE Trans Power Electron*, 2003, 18(6): 1390
- [10] Zhang Y C, Zhao Z M, Lu T, et al. Virtual flux in a three-level pulse width modulation rectifier. *J Tsinghua Univ Sci Technol*, 2009, 49(1): 21
(张颖超, 赵争鸣, 鲁挺, 等. 用于三电平脉宽调制整流器中的虚拟磁链. 清华大学学报(自然科学版), 2009, 49(1): 21)
- [11] Wu X J, Luo Y H, Qiao S T. A Control technical summary of three-phase voltage-source PWM rectifiers. *Trans China Electrotech Soc*, 2005, 20(12): 7
(伍小杰, 罗悦华, 乔树通. 三相电压型 PWM 整流器控制技术综述. 电工技术学报, 2005, 20(12): 7)
- [12] Zhao R D, He Y K. Simulation study on the virtual line flux oriented vector control of the PWM rectifier. *Proc CSU-EPSA*, 2005, 17(5): 94
(赵仁德, 贺益康. PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制仿真研究. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(5): 94)
- [13] Yang Y, Ruan Y, Tang Y Y, et al. Three-phase grid-connected inverters based on PLL and virtual grid flux. *Trans China Electrotech Soc*, 2011, 25(4): 109
(杨勇, 阮毅, 汤燕燕, 等. 基于锁相环和虚拟电网磁链的三相并网逆变器. 电工技术学报, 2011, 25(4): 109)
- [14] Zhao R D, He Y K. Virtual line-flux-linkage oriented vector control of three-phase voltage source PWM rectifier without line voltage sensors. *Proc CSEE*, 2005, 25(20): 56
(赵仁德, 贺益康. 无电网电压传感器三相 PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制研究. 电机工程学报, 2005, 25(20): 56)
- [15] Bu W S, Xu L L. Improved Virtual-flux-linkage observation method of PWM rectifier. *Appl Mech Mater*, 2014, 678(1): 528
- [16] Hu J, Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. *IEEE Trans Power Electron*, 1998, 13(5): 969
- [17] Hadian Amrei S R, Xu D G, Lang Y Q. A new direct power control for PWM rectifier. *Proc CSEE*, 2007, 27(25): 78
- [18] Sato A, Noguchi T. Voltage-source PWM rectifier inverter based on direct power control and its operation characteristics. *IEEE Trans Power Electron*, 2011, 26(5): 1559