

# 单相级联H桥虚拟磁链模型预测功率控制

张笛<sup>1</sup>, 黄路<sup>2</sup>, 崔晶<sup>1</sup>, 宋智威<sup>2</sup>

(1. 西安铁路职业技术学院 牵引动力学院, 陕西 西安 710026;

2. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)

**摘要:** 由于借助交流电压传感器测量电网电压会带来硬件成本高、安装困难及可靠性低等问题, 所以为实现无网压传感器, 将虚拟磁链引入级联H桥整流器模型预测功率控制中。以单相七电平整流器为例, 虚拟磁链空间矢量需通过电压矢量积分获得, 这个积分环节通常用一阶低通滤波器, 可消除纯积分环节带来的积分初值问题和直流偏置问题, 但会存在由一阶低通滤波器带来的相位偏移问题, 因此提出一种相位补偿方法并应用于一阶低通滤波器对电网虚拟磁链进行估计; 针对H桥整流器模块间电压不均衡问题, 采用基于电压反馈的直流电压平衡控制方法, 调节占空比实现电压均衡。实验结果证明了所提出的虚拟磁链模型预测功率控制的正确性和有效性。

**关键词:** 虚拟磁链; 相位补偿; 模型预测功率控制; 电压均衡

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24437

## Virtual Flux Model Prediction Power Control Algorithm for Single-phase Cascaded H-bridge

ZHANG Di<sup>1</sup>, HUANG Lu<sup>2</sup>, CUI Jing<sup>1</sup>, SONG Zhiwei<sup>2</sup>

(1. School of Traction Power, Xi'an Railway Vocational and Technical Institute, Xi'an 710026, Shaanxi, China;

2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, Sichuan, China)

**Abstract:** The AC voltage sensors are used to measure the grid voltage, which brings high hardware cost, difficult installation and low reliability. In order to realize that grid voltage sensors are not necessary, virtual flux was introduced to model prediction power control algorithm for cascaded H-bridge rectifier. The virtual flux space vector was obtained by integrating the voltage vector taking a single-phase seven-level rectifier as an example. The first-order low-pass filter was usually used in the integration to solve initial value problem and DC offset problem. Aiming at solving phase shift, the phase compensation method was proposed and applied to the first-order low-pass filter estimating the virtual flux of grid voltage. For balanced DC voltage between modules of H-bridge rectifier, the DC voltage balanced control method based on voltage feedback by adjusting duty ratio was used. The experimental results show that the proposed algorithm is correct and effective.

**Key words:** virtual flux(VF); phase compensation; model prediction power control; voltage balance

大功率变流器的应用范围越来越广, 但仍然不能满足许多高压场合的需求, 由此级联模式的变流器应运而生。级联模式的变流器是由多个输入级模块级联, 将每一级模块所承受的电压降低到容许范围之内。级联模式的变流器具有模块化、易维护、易扩展等优势。例如, 作为电网配电变压装置的电力电子变压器, 其输入级变流器通常也采用级联拓扑<sup>[1-2]</sup>。

国内外学者对级联模式的变流器控制算法进行了许多研究。在级联H桥整流器的各种控

制算法中, 目前应用广泛的控制算法是直接功率控制(direct power control, DPC)和直接电流控制(direct current control, DCC)。直接功率控制主要包括基于空间电压矢量调制的直接功率控制、基于电网电压定向的直接功率控制、基于虚拟磁链定向的直接功率控制、基于功率预测的直接功率控制和基于瞬时无功功率理论的直接功率控制。直接电流控制主要包括滞环直接电流控制、瞬态电流控制、 $d-q$ 坐标系直接电流控制和预测电流控制。

**基金项目:** 陕西省教育厅一般专项科学研究计划项目(23JK0622)

**作者简介:** 张笛(1992—), 女, 硕士, 助教, Email: zhangdi\_1007@163.com

近年来,模型预测控制(model predict control, MPC)算法也被广泛应用于电力设备的控制中,模型预测控制具有动态响应速度快、功率跟踪特性好、算法简单且易于实现<sup>[3-5]</sup>的优点。在模型预测控制中,需要安装交流电压传感器监测电网电压,因此存在系统硬件成本高、安装难及可靠性低等弊端。为了解决上述问题,众多学者对虚拟磁链(virtual flux, VF)进行了研究。虚拟磁链是基于三相PWM整流器网侧与三相交流电机定子电路拓扑结构的相似性而提出的一种虚拟变量<sup>[6-8]</sup>。有学者以虚拟磁链的概念为核心提出新的算法,文献[9]针对静止同步补偿器,引入虚拟磁链的概念,推导出一种直接功率控制算法,其特点是不需要进行派克变换和比例积分控制;文献[10]以虚拟磁链为核心,研究一种基于数字信号处理控制的系统结构与控制方法;文献[11]将基于虚拟磁链直接功率控制策略的PWM整流器与传统H桥结合起来,引入虚拟磁链的概念用于计算瞬时有功和无功功率。也有学者将虚拟磁链用于获取网侧电压从而实现无网压传感器,文献[12]以并网逆变器为研究对象,提出利用软件锁相环和虚拟磁链来获取电网角度的新方法,此方法提高了系统的可靠性,降低了成本;文献[13]针对PWM整流器虚拟磁链定向矢量控制策略中存在因积分初始值选取不当造成的直流偏移问题,设计了改进的带饱和限幅反馈环节积分器的虚拟磁链观测器;文献[14]针对三相有源变流器,为消除纯积分带来的直流漂移问题,采用一阶低通滤波器作为磁链观测器,且针对由一阶低通滤波器带来的相位偏移和幅值衰减问题导致的动态响应慢的缺陷,提出新的磁链观测器,但未直接解决低通滤波器带来的相位偏移和幅值衰减问题。

本文以单相级联H桥整流器为研究对象,建立单相级联H桥整流器模型预测功率控制数学模型。为实现无网压传感器并解决一阶低通滤波器带来的相位偏移和幅值衰减问题,提出了一种带有相位补偿的虚拟磁链观测器;采用均压算法和载波相移调制策略实现级联均压。最后,进行实验对比所提算法和传统虚拟磁链的控制性能,用实验验证了均压方法的有效性。

## 1 单相级联H桥整流器数学模型

### 1.1 级联H桥整流器电压模型

本文以三个整流模块级联为例进行分析,单

相级联H桥七电平整流器拓扑结构如图1所示。

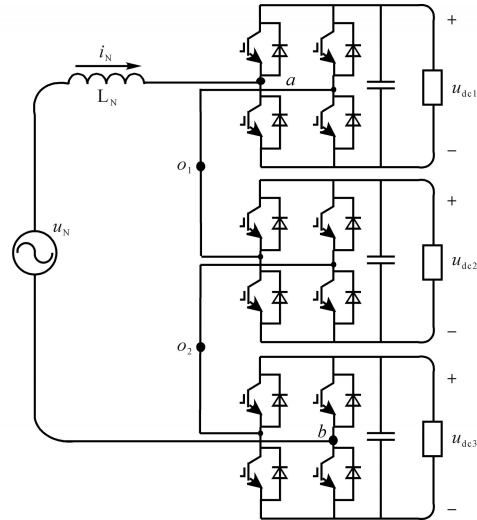


图1 单相级联H桥七电平整流器拓扑结构

Fig.1 Topology of single-phase cascade H-bridge seven-level rectifier

图1中, $L_N$ 为网侧电感器与线路等效电感之和; $u_N$ 与 $i_N$ 分别为网侧电压和电流; $u_{dc_i}$  ( $i=1,2,3$ )为第 $i$ 个模块直流侧电压。根据基尔霍夫电压定律(kirchhoff voltage law, KVL),交流侧电压电流满足下式:

$$\begin{cases} u_{N\alpha} = L_N \frac{di_{N\alpha}}{dt} + u_{ab\alpha} \\ u_{N\beta} = L_N \frac{di_{N\beta}}{dt} + u_{ab\beta} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_{N\alpha}$ 、 $i_{N\alpha}$ 分别为网侧电压和电流在 $\alpha$ 轴上的分量; $u_{N\beta}$ 、 $i_{N\beta}$ 分别为网侧电压和电流在 $\beta$ 轴上的分量; $u_{ab\alpha}$ 、 $u_{ab\beta}$ 分别为输入端电压在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的分量。

### 1.2 网侧虚拟磁链数学模型

对式(1)两边同时进行积分,有:

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int u_{N\alpha} dt = L_N \cdot i_{N\alpha} + \int u_{ab\alpha} dt \\ \Psi_\beta = \int u_{N\beta} dt = L_N \cdot i_{N\beta} + \int u_{ab\beta} dt \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$ 分别为整流器网侧虚拟磁链 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴分量。

由 $\alpha$ - $\beta$ 静止坐标系下虚拟磁链的相互关系可以得到磁链与网侧电压的关系,如下式:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_\alpha}{dt} = -\omega\Psi_\beta \\ \frac{d\Psi_\beta}{dt} = \omega\Psi_\alpha \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{N\alpha} = -\omega\Psi_\beta \\ u_{N\beta} = \omega\Psi_\alpha \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\omega$ 为网侧电压基波角频率。

## 2 基于虚拟磁链的模型预测直接功率控制模型

直接功率公式为

$$\begin{cases} P = u_{N\alpha} i_{N\alpha} + u_{N\beta} i_{N\beta} \\ Q = u_{N\alpha} i_{N\beta} - u_{N\beta} i_{N\alpha} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $P$ 为有功功率; $Q$ 为无功功率。

对式(5)求导,可得瞬时功率变化率为

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{du_{N\alpha}}{dt} i_{N\alpha} + u_{N\alpha} \frac{di_{N\alpha}}{dt} + \frac{du_{N\beta}}{dt} i_{N\beta} + u_{N\beta} \frac{di_{N\beta}}{dt} \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{du_{N\alpha}}{dt} i_{N\beta} + u_{N\alpha} \frac{di_{N\beta}}{dt} - \frac{du_{N\beta}}{dt} i_{N\alpha} - u_{N\beta} \frac{di_{N\alpha}}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

将式(1)、式(3)和式(4)代入式(6),可化简得:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{\omega}{L_N} (\omega \Psi_\alpha^2 + \omega \Psi_\beta^2 - \Psi_\alpha u_{ab\beta} + \Psi_\beta u_{ab\alpha}) - \omega^2 (\Psi_\alpha i_{N\alpha} + \Psi_\beta i_{N\beta}) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{\omega}{L_N} (\Psi_\beta u_{ab\beta} + \Psi_\alpha u_{ab\alpha}) - \omega^2 (\Psi_\alpha i_{N\beta} - \Psi_\beta i_{N\alpha}) \end{cases} \quad (7)$$

在实际系统中,信号采集以采样时间为准,模型采用离散模型。故假设在 $t=k$ 时,式(7)为

$$\begin{cases} \left. \frac{dP}{dt} (t) \right|_{t=k} = \xi_p \\ \left. \frac{dQ}{dt} (t) \right|_{t=k} = \xi_q \end{cases} \quad (8)$$

由于采样时间 $T_s$ 极短,为化简运算,可视为在 $T_s$ 内 $\xi_p$ 和 $\xi_q$ 不变,故下一周期的有功功率和无功功率可以表示为

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k) + T_s \xi_p \\ Q(k+1) = Q(k) + T_s \xi_q \end{cases} \quad (9)$$

以有功功率和无功功率作为状态变量,为获得最小功率误差,建立评价函数为

$$J = [P_{\text{ref}}(k+1) - P(k+1)]^2 + [Q_{\text{ref}}(k+1) - Q(k+1)]^2 \quad (10)$$

式中: $P_{\text{ref}}$ 、 $Q_{\text{ref}}$ 分别为内环控制的有功功率与无功功率的目标参考值。

可通过获得最优的调制波,实现有功功率和无功功率最小误差跟踪。因此,将评价函数进行求导:

$$\frac{dJ}{du_{ab\alpha}} = 0 \quad (11)$$

得到控制电压 $u_{ab\alpha}(k)$ 为

$$\begin{aligned} u_{ab\alpha}(k) = & -\omega \Psi_\beta(k) + \frac{2L_N \omega \Psi_\beta(k)}{T_s [\Psi_\beta(k)^2 + \Psi_\alpha(k)^2]} \cdot \\ & [P_{\text{ref}}(k) - P(k)] + \frac{2L_N \omega \Psi_\alpha(k)}{T_s [\Psi_\beta(k)^2 + \Psi_\alpha(k)^2]} \cdot \\ & [Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)] + \frac{2L_N \omega}{\Psi_\beta(k)^2 + \Psi_\alpha(k)^2} \cdot \\ & [\omega P(k) \Psi_\alpha(k) + \omega Q(k) \Psi_\beta(k)] \end{aligned} \quad (12)$$

在实际的单相级联H桥整流器控制系统中,所构建的虚拟 $\beta$ 分量是用于计算瞬时功率的,在实际系统并不存在。因此,仅需计算出优化控制电压 $u_{ab\alpha}(k)$ 就可以达到模型预测控制的目标。

通过网侧输入端电压面积等效原则,引入调制函数 $m$ ,在一个周期内使用多种开关状态对系统状态进行精确控制,减小网侧谐波的范围,在较低开关频率下也能获得良好的效果。将调制函数定义为

$$m = \frac{1}{T_s u_{\text{dc}}} \int_t^{t+T_s} u_{ab\alpha} dt \approx \frac{u_{ab\alpha}}{u_{\text{dc}}} \quad (13)$$

式中: $u_{\text{dc}}$ 为输出直流侧总电压。

将式(12)代入式(13),得到模型预测控制的最优调制函数为

$$\begin{aligned} m(k) = & -\frac{\omega \Psi_\beta(k)}{u_{\text{dc}}(k)} + \\ & \frac{2\omega L_N [P(k) u_{N\beta}(k) + \omega Q(k) \Psi_\beta(k)]}{u_{\text{dc}}(k) [\Psi_\alpha(k)^2 + \Psi_\beta(k)^2]} + \\ & \frac{2L_N [P_{\text{ref}}(k) - P(k)] \omega \Psi_\beta(k)}{u_{\text{dc}}(k) [\Psi_\alpha(k)^2 + \Psi_\beta(k)^2] T_s} - \\ & \frac{2L_N [Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)] \omega \Psi_\alpha(k)}{u_{\text{dc}}(k) [\Psi_\alpha(k)^2 + \Psi_\beta(k)^2] T_s} \end{aligned} \quad (14)$$

## 3 改进的虚拟磁链观测器

### 3.1 一阶低通滤波器

虚拟磁链观测器影响整个系统控制性能。纯积分虚拟磁链观测器结构简单,易导致输出饱和及积分漂移的问题。一阶低通滤波器能够消除积分饱和,使得输出漂移量按滤波器的截止频率以指数速度衰减,因此被大多数学者应用。采用一阶低通滤波器的方法观测虚拟网压磁链可有效消除积分初始值,但无法完全消除直流分量,且存在相位偏移的缺点。一阶低通滤波器虚拟观测器的原理框图如图2所示。

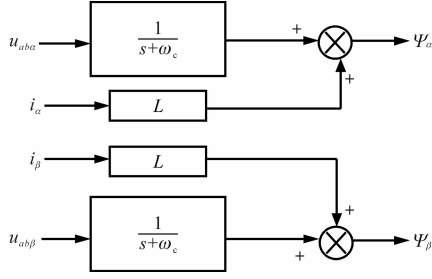


图2 一阶低通滤波器虚拟观测器的原理框图

Fig.2 Principle block diagram of virtual observer with first order low pass filter

重构网侧电压为

$$\begin{cases} u_{ab\alpha} = v_{\alpha} + a \sin(\omega t) \\ u_{ab\beta} = v_{\beta} - a \cos(\omega t) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $v_{\alpha}, v_{\beta}$ 分别为输入侧电压的直流分量; $a$ 为输入侧电压的基波幅值。

存在的直流分量 $v_{\alpha}, v_{\beta}$ 低通滤波器无法滤除,偏移的角度小于 $90^{\circ}$ ,幅值衰减大于 $1/\omega$ 倍。因此,基于一阶低通滤波器的虚拟磁链观测器未能获得准确的网侧电压虚拟磁链。

### 3.2 改进的虚拟磁链观测器

针对于相位偏移问题,本文提出一种相位补偿方法补偿相位。改进的虚拟磁链观测器如图3所示。

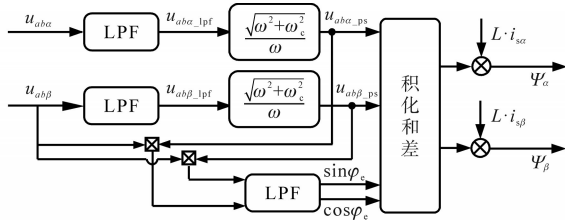


图3 改进的虚拟观测器原理框图

Fig.3 Improved principle block diagram of virtual observer

首先,将输入侧电压作为输入量,输入低通滤波器获得无直流分量且具有相位偏移的输入侧电压积分量的正、余弦分量 $u_{ab\alpha\_lpf}, u_{ab\beta\_lpf}$ 。为后续相位补偿的简便,先将获得的分量进行幅值补偿,补偿后得到有相位偏移的输入侧电压积分量 $u_{ab\alpha\_ps}, u_{ab\beta\_ps}$ 如下:

$$\begin{cases} u_{ab\alpha\_ps} = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}{\omega} u_{ab\alpha\_lpf} = -\frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e) \\ u_{ab\beta\_ps} = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}{\omega} u_{ab\beta\_lpf} = -\frac{a}{\omega} \sin(\omega t + \varphi_e) \end{cases} \quad (16)$$

偏移的角度为

$$\varphi_e = 90^{\circ} - \arctan \frac{\omega}{\omega_c} \quad (17)$$

式中: $\omega_c$ 为高通滤波器截止频率; $\varphi_e$ 为相位偏移的角度,即相位补偿角度。

为了获得 $\varphi_e$ ,将输入侧电压积分量的正、余弦分量 $u_{ab\alpha\_ps}, u_{ab\beta\_ps}$ 分别与输入侧电压在 $\beta$ 轴上的分量 $u_{ab\beta}$ 进行积化和差运算,如下式所示:

$$\begin{cases} u_{ab\beta} \cdot u_{ab\alpha\_ps} = [v_{\beta} - a \cos(\omega t)] [-\frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e)] \\ = -v_{\beta} \cdot \frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e) + \\ \frac{a^2}{2\omega} [\cos(2\omega t + \varphi_e) + \cos\varphi_e] \\ u_{ab\beta} \cdot u_{ab\beta\_ps} = [v_{\beta} - a \cos(\omega t)] [-\frac{a}{\omega} \sin(\omega t + \varphi_e)] \\ = -v_{\beta} \cdot \frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e) + \\ \frac{a^2}{2\omega} [\sin(2\omega t + \varphi_e) + \sin\varphi_e] \end{cases} \quad (18)$$

然后利用低通滤波器,可得带有一定幅值大小的补偿相位,分别为 $a^2 \cos\varphi_e / 2\omega, a^2 \sin\varphi_e / 2\omega$ ,如图3所示。

将补偿相位进行单位化,便可得到补偿相位的正、余弦分量为

$$\begin{cases} \cos\varphi_e = \frac{\frac{a^2}{2\omega} \cos\varphi_e}{\sqrt{(\frac{a^2}{2\omega} \cos\varphi_e)^2 + (\frac{a^2}{2\omega} \sin\varphi_e)^2}} \\ \sin\varphi_e = \frac{\frac{a^2}{2\omega} \sin\varphi_e}{\sqrt{(\frac{a^2}{2\omega} \cos\varphi_e)^2 + (\frac{a^2}{2\omega} \sin\varphi_e)^2}} \end{cases} \quad (19)$$

将补偿相位正、余弦分量与带相位偏移的输入侧电压相乘便可获得无相位偏移的输入侧电压积分量:

$$\begin{cases} u_{ab\alpha\_Integral} = -\frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e) \cos\varphi_e + \\ [-\frac{a}{\omega} \sin(\omega t + \varphi_e)] \sin\varphi_e \\ = -\frac{a}{\omega} \cos(\omega t) \\ u_{ab\beta\_Integral} = -\frac{a}{\omega} \sin(\omega t + \varphi_e) \cos\varphi_e - \\ [-\frac{a}{\omega} \cos(\omega t + \varphi_e)] \sin\varphi_e \\ = -\frac{a}{\omega} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (20)$$

实现了输入侧电压滞后 $90^{\circ}$ ,且幅值衰减为原来

幅值的  $1/\omega$  倍,通过下式可最终获得准确的网侧电压虚拟磁链  $\Psi_\alpha, \Psi_\beta$ :

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = u_{abc\_Integral} + Li_{N\alpha} \\ \Psi_\beta = u_{ab\beta\_Integral} + Li_{N\beta} \end{cases} \quad (21)$$

虚拟磁链模型预测直接功率控制原理框图如图4所示。

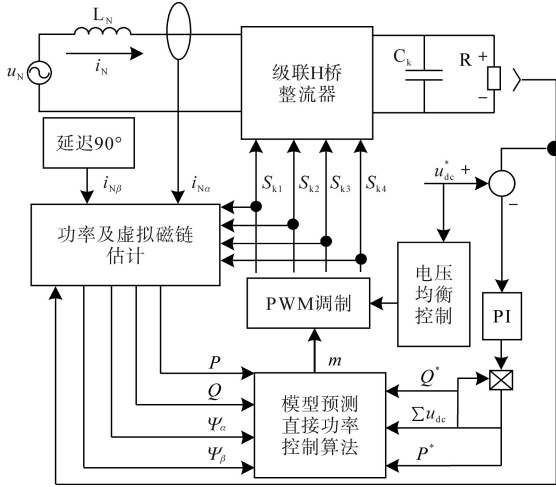


图4 虚拟磁链模型预测直接功率控制

Fig.4 Virtual flux model prediction direct power control

#### 4 级联均压算法

本文采用文献[15]提出的一种基于电压反馈的直流侧电压平衡控制方法。直流侧电压  $u_{dc1}$  与占空比  $d_i$  之间的关系如下式:

$$C \frac{\Delta u_{dc1}}{T_s} = d_i i_N - i_{dc1} \quad (22)$$

式中:  $C$  为直流侧电容;  $\Delta u_{dc1}$  为直流侧电压的变化差值;  $i_{dc1}$  为直流侧负载电流。

因此,为实现电压平衡,可改变占空比的大小。首先,把  $n$  个功率单元输出的实际直流电压  $u_{dc1}$  与给定电压  $(1/n) \times \sum u_{dc1}$  相比较,经过PI调节器后再与输出电压相位的正弦  $\sin(\omega t)$  相乘,得到占空比增量  $\Delta d_i$ ,通过调节占空比  $d_i$ ,得到最终的占空比  $d_{i1}$ ,实现直流侧电压均衡。调制比增量控制原理图如图5所示。

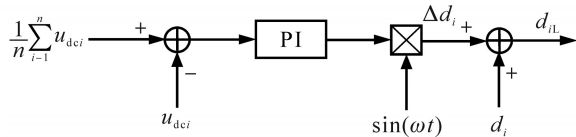


图5 调制比增量控制原理图

Fig.5 Schematic diagram of modulation ratio increment control

#### 5 实验结果及分析

为了验证本文所提的相位补偿方法,以单相

七电平H桥整流器为研究对象,采用载波相移的调制方法,在DSP+RT-LAB半实物平台进行实验验证,并将本文所提算法与基于一阶低通滤波器的虚拟磁链算法进行了实验对比。

图6给出了半实物实验系统的实物图。单相级联H桥整流器实验参数为:系统采样频率  $f_e=20.0$  kHz,各模块直流侧电压  $u_{dc1}=2000$  V,网侧等效电感  $L_N=8$  mH,各模块直流侧电容  $C_k=5$  mF,网侧电压有效值  $U_N=3000$  V,系统开关频率  $f_s=2.5$  kHz。

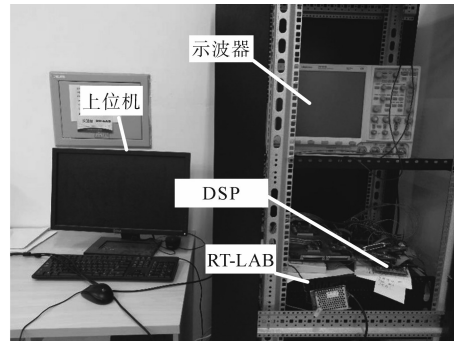
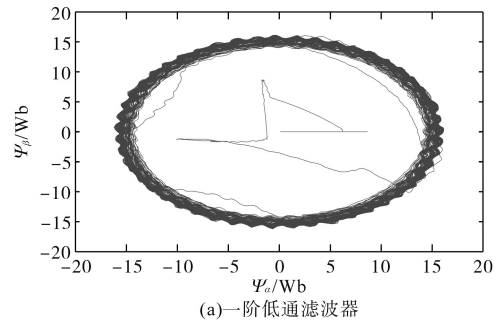


图6 半实物实验系统

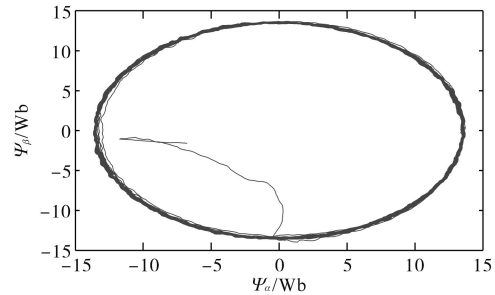
Fig.6 Hardware-in-the-loop experiment system

图7给出了控制过程中两种情况下观测到的虚拟磁链的轨迹。由图7a可知,一阶低通滤波器的磁链观测器在稳态时会存在直流偏置和误差,而图7b不存在直流偏置和误差,提高了观测器的准确性。

图8给出了观测器得到的磁链与电网电压实



(a)一阶低通滤波器



(b)改进的磁链观测器

图7 两种控制算法下观测到的虚拟磁链比较

Fig.7 Comparison of virtual flux observed under two control algorithms

际磁链  $Flux_a$  的实验波形图。由图 8a 可知,由于采用一阶低通滤波器导致磁链相位滞后角度不足  $90^\circ$ ,所以观测器观测到的磁链超前于电网电压真实的磁链;图 8b 观测到的磁链能够与真实的磁链重合。

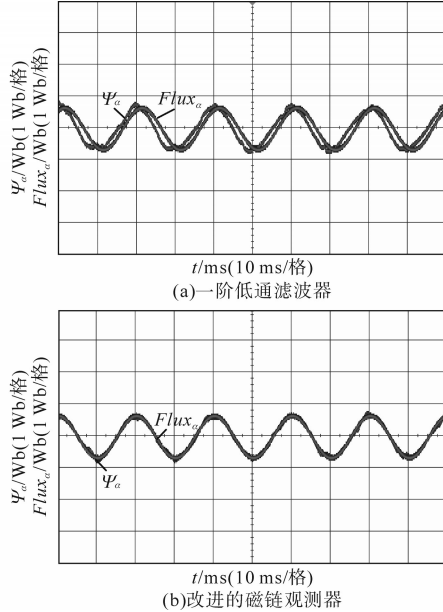


图 8 两种控制算法下观测到的虚拟磁链与实际电压磁链  
Fig.8 Virtual flux linkage and actual voltage flux linkage observed under two control algorithms

图 9 给出了两种磁链观测器下的网侧电压、网侧电流波形。图 9a 为基于一阶低通滤波器的模型预测功率控制,由于图 8a 观测的磁链超前于实际电压磁链,所以网侧电压和电流不同相位且电流超前电压,从而会向电力系统注入大量的无

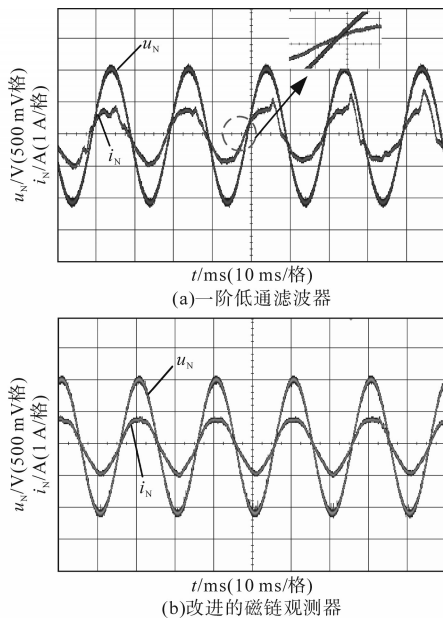


图 9 两种控制算法的稳态网侧电压、电流仿真波形  
Fig.9 Simulation waveforms of steady-state network side voltage and current of the two control algorithms

功,污染电网,不满足整流器的控制要求。图 8b 为观测的磁链与实际电压磁链重合,所以改进的虚拟磁链观测器控制算法能够实现网侧电压和电流单位功率因数,如图 9b。

图 10 给出了两种控制算法的网侧电流快速傅里叶 (fast fourier transform, FFT) 结果,可以看出所提算法具有更好的谐波特性,满足整流器性能要求。

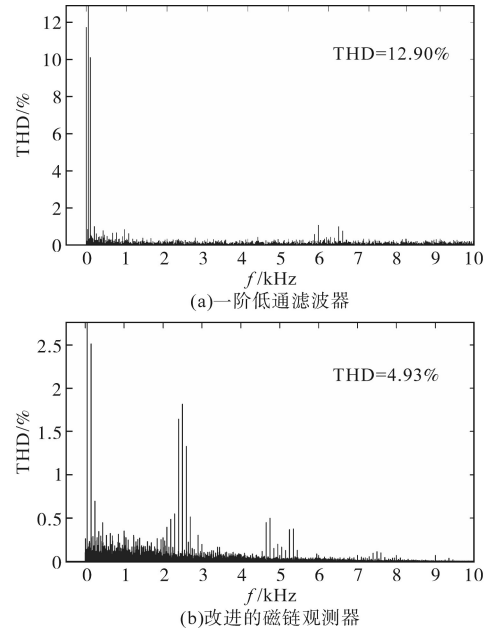


图 10 两种控制算法的 FFT 分析  
Fig.10 FFT analysis of two control algorithms

图 11 给出负载突变情况下直流侧电压动态响应图。由图可知,负载突变,直流侧电压在 80 ms 后恢复稳定。在稳态时,三个整流器模块的直流侧电压基本都稳定在 2 000 V,电压纹波为 50 V,实现了直流侧电压均衡。说明了均压方法的有效性。

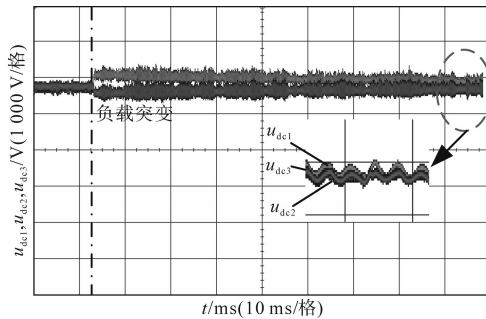


图 11 负载突变情况下直流侧电压动态响应图  
Fig.11 Dynamic response diagram of DC side voltage under sudden load change

图 12 给出了负载突变时有功功率、无功功率和网侧电流波形。可以看出,系统可以快速达到稳定。

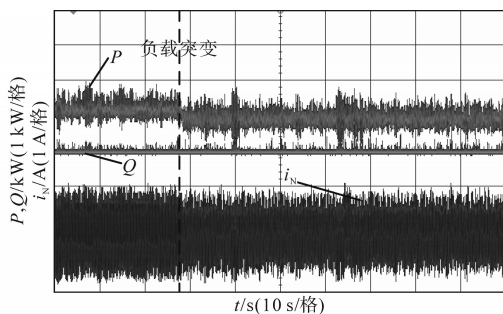


图12 负载突变时有功功率和无功功率波形  
Fig.12 Waveforms of active power and reactive power in case of sudden load change

## 6 结论

本文将虚拟磁链引入模型预测功率控制中,在保证预测功率控制性能前提下,实现了无交流电压传感器,避免了安装困难问题,降低了硬件成本。提出一种相位补偿方法,消除了低通滤波器带来的相位偏移问题。针对H桥整流器模块间电压不均衡问题,采用基于电压反馈的直流电压平衡控制方法,调节占空比实现电压均衡。

### 参考文献

[1] 宋文胜,陈津辉,刘碧,等. 单相级联H桥整流器简化两矢量模型预测功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3751-3763.  
SONG Wensheng, CHEN Jinhui, LIU Bi, et al. A simplified dual-vector-based model predictive power control for single-phase cascaded H-bridge rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3751-3763.

[2] 杨真理,唐红雨. 混合H桥级联逆变器的改进型调制策略[J]. 电气传动, 2021, 51(23): 27-32.  
YANG Zhenli, TANG Hongyu. An improved modulation strategy suitable for H-bridge hybrid cascaded inverters[J]. Electric Drive, 2021, 51(23): 27-32.

[3] LIU Bi, SONG Wensheng, LI Yunwei, et al. Performance improvement of DC capacitor voltage balancing control for cascaded H-bridge multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3354-3366.

[4] YANG Guoliang, HAO Shuai, FU Chuntian, et al. Model predictive direct power control based on improved T-type grid-connected inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 252-260.

[5] GEYER T, QUEVEDO D E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1633-1644.

[6] 曾朝玮. 基于虚拟磁链的三电平PWM整流器模型预测直接功率控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2020.

ZENG Chaowei. Research on virtual-flux based model predictive direct power control strategy of three-level PWM rectifier [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2020.

[7] AGIRMAN I, BLASKO V. A novel control method of a VSC without AC line voltage sensors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 519-524.

[8] 李杰,宋文祥. 三相变流器在不平衡电网下的无电压传感器控制[J]. 电气传动, 2016, 46(8): 75-80.  
LI Jie, SONG Wenxiang. Voltage-sensor-less control of three-phase converter unbalanced grid voltage[J]. Electric Drive, 2016, 46(8): 75-80.

[9] 周杨,江道灼,王玉芬. 基于虚拟磁链的静止同步补偿器直接功率控制策略研究[J]. 电网技术, 2012, 36(11): 205-210.  
ZHOU Yang, JIANG Daozhuo, WANG Yufen. Study on direct power control of static synchronous compensator based on virtual flux linkage[J]. Power System Technology, 2012, 36(11): 205-210.

[10] 何致远,韦巍. 基于虚拟磁链的PWM整流器直接功率控制研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2004, 38(12): 1619-1622.  
HE Zhiyuan, WEI Wei. Study on direct power control of PWM rectifier based on virtual flux[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2004, 38(12): 1619-1622.

[11] 吴凤江,刘大为,孙力,等. 基于虚拟磁链直接功率控制的四象限级联型多电平逆变器简化结构[J]. 中国电机工程学报, 2008(15): 49-54.  
WU Fengjiang LIU Dawei, SUN Li, et al. Simplified structure of four-quadrant cascaded multilevel inverter based on virtual flux direct power control[J]. Proceedings of the CSEE, 2008(15): 49-54.

[12] 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[J]. 电工技术学报, 2010, 25(4): 109-114.  
YANG Yong, RUAN Yi, TANG Yanyan, et al. Three-phase grid-connected inverters based on PLL and virtual grid flux[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(4): 109-114.

[13] 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]. Journal of Electric Machines and Control, 2008, 12(5): 504-508.

[14] NORIELLA J G, CANO J M, ORCAJO G A, et al. Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 177-187.

[15] 曹梦华. 单相级联H桥整流器控制算法研究与实验平台设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.  
CAO Menghua. Single-phase cascade H-bridge rectifier control algorithm research and experimental platform design[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2017.

收稿日期:2022-06-22  
修改稿日期:2022-08-13