

# 电网不平衡时PWM整流器新型直接功率控制策略研究

电网不平衡会使PWM整流器电网侧产生大量谐波电流，直流电压大幅波动，恶化运行性能。针对上述问题，提出了一种基于虚拟磁链的新型控制方法。该策略首先分离出虚拟磁链和交流电流正负序分量；然后通过功率误差计算出整流器参考电压，省去了电网电压传感器，降低了系统硬件成本。该策略有效抑制了交流电流负序分量，提高了运行功率因数。仿真和实验证明了其可行性和优越性。

朱鹏程 黄文新/南京航空航天大学自动化学院



朱鹏程/硕士研究生

近几年，PWM整流器在许多领域具有很好的发展前景。而在实际应用中，电网不平衡会使PWM整流器电网侧产生大量谐波，输出直流电压和瞬时功率产生波动，造成运行性能恶化。

针对这种情况，传统的控制方法是对交流侧电流进行正负序分离，然后在正负序dq坐标系中分别进行控制，但对正负序相序进行分离会引入时延。另外，采用多个PI调节器会使控制系统变得复杂。相比之下，直接功率控制以算法简单、动态响应快等优点得到了广泛应用。直接功率控制分为基于滞环控制和基于空间矢量调制两种方式。其中，基于空间矢量调制的直接功率控制具有采样频率低、动态响应好和损耗小等优点，已经成为研究的热点。文献[1]提出了采用内模控制器得到给定电压参考值的控制策略；文献[2]提出了采用比例谐振调节器对电流正负序分量进行控制的策略；文献[3]主要根据功率误差和电网电压电流计算出交流侧输入电压，简化了系统结构，降低了控制的复杂性。

本文针对电网电压不平衡的情况，

提出了一种抑制交流侧负序电流的新型控制方法。首先通过虚拟磁链和交流侧电流计算出功率误差，得到整流器参考电压矢量；然后通过SVM算法产生驱动信号，从而省去了电网电压传感器，降低了硬件成本，同时又提高了可靠性；最后通过仿真和实验证明了该控制策略的可行性和优越性。

## 数学模型

三相PWM整流器主电路拓扑结构如图1所示。

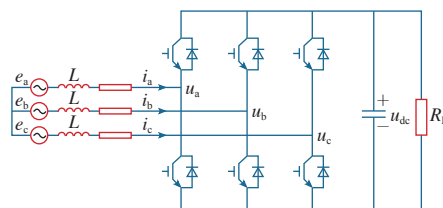


图1 三相PWM整流器主电路拓扑结构

图1中， $e_a$ 、 $e_b$ 和 $e_c$ 为电网电压； $i_a$ 、 $i_b$ 和 $i_c$ 为交流侧相电流； $u_a$ 、 $u_b$ 和 $u_c$ 为整流器相电压； $u_{dc}$ 为直流母线电压。

忽略交流侧电阻，三相PWM整流器在稳态时满足电压平衡方程为

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

根据磁链和电压的关系可以得到

$$e = \frac{d\Psi}{dt} \quad (2)$$

当电网不平衡时，在三相无中性线系统中，虚拟磁链写成同步旋转坐标系的形式为

$$\Psi = \Psi^p e^{j\theta^p} + \Psi^{nq} e^{j\theta^n} \quad (3)$$

### 关键词/Keywords

电网电压不平衡 ·  
虚拟磁链 ·  
PWM整流器 ·  
正负序分量 ·

其中

$$\begin{cases} \Psi_{dq}^p = \Psi_d^p + j\Psi_q^p \\ \Psi_{dq}^n = \Psi_d^n + j\Psi_q^n \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $\Psi_{dq}^p$ 、 $\Psi_{dq}^n$ 分别为同步旋转坐标系正负虚拟磁链的复矢量;  $\Psi_d^p$ 、 $\Psi_q^p$ 、 $\Psi_d^n$ 和 $\Psi_q^n$ 分别为同步旋转坐标系的正负虚拟磁链dq轴上分量;  $\theta^p$ 、 $\theta^n$ 分别为正负序旋转坐标系与三相坐标系的夹角。

将式(3)代入式(2), 则有

$$e = j\omega\Psi_{dq}^p e^{j\theta^p} - j\omega\Psi_{dq}^n e^{-j\theta^n} \quad (5)$$

而电流在同步旋转坐标系里的表达式为

$$i = i_{dq}^p e^{j\theta^p} - i_{dq}^n e^{-j\theta^n} \quad (6)$$

根据图1和式(3)~式(6)得出系统磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_q^p = -\frac{1}{\omega}(L\frac{di_d^p}{dt} - \omega Li_q^p + u_d^p) \\ \Psi_d^p = \frac{1}{\omega}(L\frac{di_q^p}{dt} + \omega Li_d^p + u_q^p) \\ \Psi_q^n = \frac{1}{\omega}(L\frac{di_d^n}{dt} + \omega Li_q^n + u_d^n) \\ \Psi_d^n = -\frac{1}{\omega}(L\frac{di_q^n}{dt} - \omega Li_d^n + u_q^n) \end{cases} \quad (7)$$

当电网电压不平衡时, PWM整流器功率方程为

$$\begin{cases} P = P_0 + P_{c2} \cos(\theta^p + \theta^n) + P_{s2} \sin(\theta^p + \theta^n) \\ Q = Q_0 + Q_{c2} \cos(\theta^p + \theta^n) + Q_{s2} \sin(\theta^p + \theta^n) \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} P_0 = \frac{3}{2}(-\Psi_q^p i_q^p + \Psi_d^p i_q^p + \Psi_q^n i_d^n - \Psi_d^n i_q^n)\omega \\ P_{c2} = \frac{3}{2}(\Psi_q^n i_d^p - \Psi_d^n i_q^p - \Psi_q^p i_d^n + \Psi_d^p i_q^n)\omega \\ P_{s2} = \frac{3}{2}(-\Psi_d^n i_d^p - \Psi_q^n i_q^p - \Psi_d^p i_d^n - \Psi_q^p i_q^n)\omega \\ Q_0 = \frac{3}{2}(\Psi_d^p i_d^p + \Psi_q^p i_q^p - \Psi_d^n i_d^n - \Psi_q^n i_q^n)\omega \\ Q_{c2} = \frac{3}{2}(-\Psi_q^n i_d^p - \Psi_d^n i_q^p + \Psi_d^p i_d^n + \Psi_q^p i_q^n)\omega \\ Q_{s2} = \frac{3}{2}(-\Psi_q^n i_d^p + \Psi_d^n i_q^p - \Psi_d^p i_d^n + \Psi_q^p i_q^n)\omega \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $P_0$ 、 $Q_0$ 分别为电网侧瞬时有功、无功直流分量;  $P_{c2}$ 、 $Q_{c2}$ 分别为以余弦规律变化的电网侧瞬时有功、无功二次脉动分量幅值;  $P_{s2}$ 、 $Q_{s2}$ 分别为以正弦规律变化的电网侧瞬时有功、无功二次脉动

分量幅值。

从式(8)可以看出, 当电网电压不平衡时, 系统有功和无功功率由直流分量和二次谐波分量构成。

根据虚拟磁链的概念, 可以得到虚拟磁链 $\alpha\beta$ 分量的表达式为

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int u_\alpha dt + Li_\alpha \\ \Psi_\beta = \int u_\beta dt + Li_\beta \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ 为整流器电压, 可用直流电压 $u_{dc}$ 以及开关信号 $S_a$ 、 $S_b$ 和 $S_c$ 表示为

$$\begin{cases} u_\alpha = u_{dc}S_\alpha = \frac{2}{3}u_{dc}[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ u_\beta = u_{dc}S_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}u_{dc}(S_b - S_c) \end{cases} \quad (11)$$

从式(9)~式(10)可以看出, 通过检测直流电压、三相开关函数及三相交流电流可以得出虚拟磁链, 进而计算出瞬时功率, 从而省去了电网电压传感器。

## 控制策略

在式(9)中, 由于系数矩阵的秩小于增广矩阵的秩, 所以4个电流变量无法满足6个功率分量的跟踪要求, 因此只能选取对系统影响最大的功率变量进行控制。

由于控制目标是抑制交流侧负序电压, 使系统在单位功率因数下运行。因此, 令 $i_d^n = i_q^n = 0$ , 同时仅考虑平均有功和无功功率 $P_0$ 、 $Q_0$ , 则式(9)表示为

$$\begin{pmatrix} P_0 \\ Q_0 \end{pmatrix} = \frac{3}{2}\omega \begin{pmatrix} -\Psi_q^p & \Psi_d^p \\ \Psi_d^p & \Psi_q^p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^p \\ i_q^p \end{pmatrix} \quad (12)$$

将虚拟电网磁链正负序分量分别定向在正负序同步旋转坐标系d轴上, 则 $\Psi_q^p = \Psi_q^n = 0$ ,  $\Psi_d^p$ 和 $\Psi_d^n$ 为常量。将其代入式(12)并求导可得

$$\begin{pmatrix} \frac{dP_0}{dt} \\ \frac{dQ_0}{dt} \end{pmatrix} = \frac{3}{2}\omega \begin{pmatrix} 0 & \Psi_d^p \\ \Psi_d^p & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^p \\ i_q^p \end{pmatrix} \quad (13)$$

将式(7)代入式(13)并将系统离散化, 则

在单个采样周期 $T_s$ 内可得

$$\begin{cases} \Delta P_0 = \frac{3\omega T_s}{2L} \Psi_d^p (\omega \Psi_d^p - \omega Li_d^p - u_q^p) \\ \Delta Q_0 = \frac{3\omega T_s}{2L} \Psi_q^p (-\omega \Psi_q^p + \omega Li_q^p - u_d^p) \end{cases} \quad (14)$$

控制目标使 $P_0$ 趋于有功功率参考值， $Q_0$ 趋于零。将系统离散化，则每个采样周期 $T_s$ 功率参考值和实际值的误差表示为

$$\begin{cases} \Delta P_0 = P_0^* - P_0 \\ \Delta Q_0 = Q_0^* - Q_0 \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可得在两相旋转坐标系中下个周期整流器参考电压表达式为

$$\begin{cases} u_d^p = \frac{2L\Delta Q_0}{3\omega T_s \Psi_d^p} - \omega Li_q^p + \omega \Psi_q^p \\ u_q^p = \frac{2L\Delta P_0}{3\omega T_s \Psi_d^p} + \omega Li_d^p - \omega \Psi_d^p \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可以看出，通过虚拟磁链、交流电流和功率误差可以直接计算出整流器正序参考电压，从而省去了多个PI调节器，使控制调节较为简单。整流器参考电压正序分量经过旋转坐标反变换，即可得到 $\alpha\beta$ 静止坐标系下整流器参考端电压，并通过SVPWM调制后输出。特别说明的是，当功率误差较大时，需要对整流器参考电压进行限幅再输出。

## 整体控制系统框图

整体控制框图如图2所示。系统首先采样三相

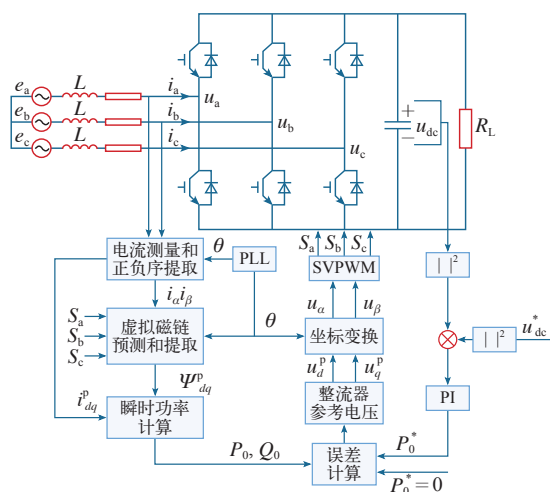


图2 整体控制系统框图

电流，通过开关信号和母线电压得到虚拟磁链，再经过正负序分离得到 $\Psi_{dq}^p$ ，计算出瞬时功率后与参考值作差，计算得到整流器参考电压，经过坐标变换得到 $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ ，输入到SVPWM产生驱动信号。有功功率参考值通过电压二次方外环经过PI调节器获得。

## 仿真与实验分析

### 1. 仿真分析

利用Matlab/Simulink 软件对本文提出的控制策略进行仿真研究和分析，并对传统控制策略和本文提出的控制策略进行比较。系统的主要仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数

| 电网电压<br>/V | 交流侧电感<br>/mH | 直流侧电压<br>/V | 直流母线电容<br>/μF | 采样频率<br>/kHz |
|------------|--------------|-------------|---------------|--------------|
| 220        | 4            | 600         | 1 700         | 5            |

电网B相电压跌落50%时，采用两种控制策略的三相电流、直流母线电压和B相电压电流仿真对比如图3~图5所示。由图3可以看出，采用传统控制策略的交流电流畸变严重，对电网污染大；而采用新型控制策略的交流电流正弦化程度较好，无负序分量，达到了电网要求。由图4可以看出，采用传统控制策略的直流母线电压含有2次谐波，波动较大；而采用新型控制策略的直流母线电压

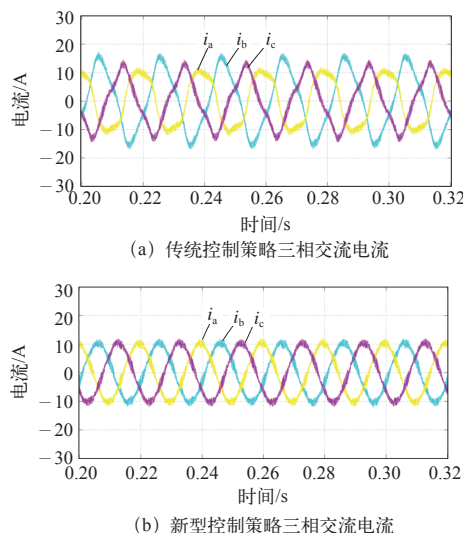
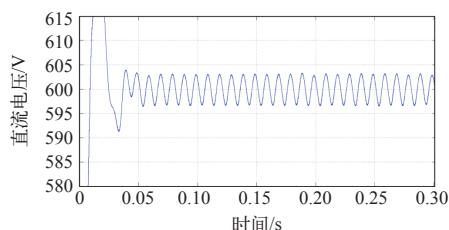
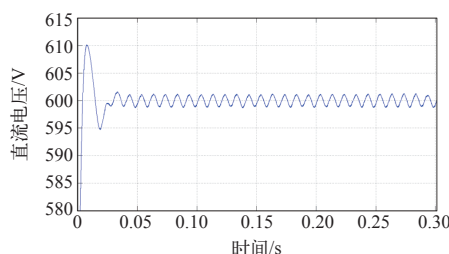


图3 交流电流对比

同样含有2次谐波,但波动相对较小。由图5可以看出,采用传统控制策略的功率因数较低;而采用新型控制策略的系统可工作在单位功率因数下,因此该控制策略适用于对交流侧电流和功率因数要求较高的场合。

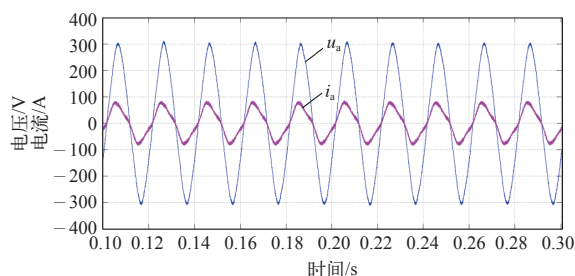


(a) 传统控制策略直流母线电压

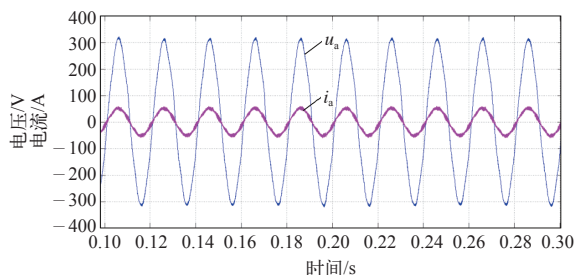


(b) 新型控制策略直流母线电压

图4 直流母线电压对比



(a) 传统控制策略电压电流（电流扩大5倍）



(b) 新型控制策略电压电流（电流扩大5倍）

图5 电网电压电流对比

## 2. 实验分析

为验证本文提出控制策略的有效性和优越性,本文搭建了硬件平台进行实验验证。系统采用飞思卡尔公司的MC56F8346控制芯片作为核心控制器,通过三相调压器产生不平衡电压,B相电

压幅值为 $U_b=360\text{ V}$ ,A相和C相电压幅值为 $U_a=U_c=311\text{ V}$ 。实验主要参数如表2所示。

表2 实验参数

| 电网相电压 | 交流侧电感 | 直流侧电压 | 直流母线电容 | 采样频率 |
|-------|-------|-------|--------|------|
| /V    | /mH   | /V    | /μF    | /kHz |
| 220   | 6     | 360   | 1 000  | 5    |

实验的主要波形如图6~图9所示。由图中可以看出,网侧电流无负序分量,正弦化程度较高,谐波含量较少;电网电压和电流同相位,系统在单位功率因数下运行;输出直流母线电压含有2次谐波分量,但波动较小。实验结果和仿真一致,证明了该策略的正确性和有效性。

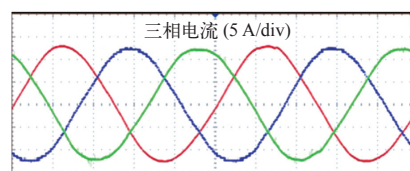


图6 三相电流实验波形

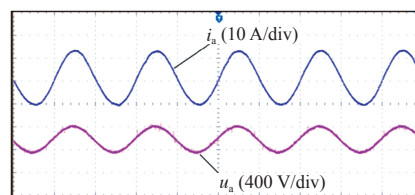


图7 A相电压与电流实验波形

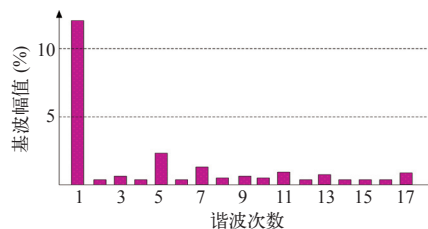


图8 A相电流频谱

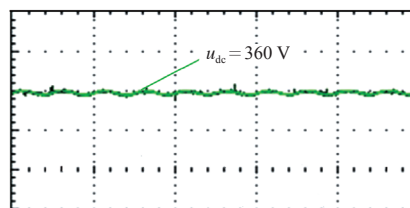


图9 直流母线电压实验波形

## 结束语

本文针对电网不平衡的情况,提出了一种新  
(下转第31页)

时,对系统PID控制器产生了比较大的干扰,传统PID控制器需要较长一段时间才能达到平稳状态,响应速度比较慢,调整过程比较长;而改进粒子群算法优化PID控制器很快能达到平稳状态,冶金电气控制系统超调量小,可以快速、准确地适应外界条件的变化,提高了系统的控制准确度。

## 结束语

冶金系统的电气机组受到外界环境干扰大,而且工作环境恶劣,是一种变化十分复杂的非线性系统,当前方法难以获得高准确度的电气控制效果。根据冶金系统的电气机组特点,针对当前控制算法存在的缺陷,提出一种改进粒子群算法优化PID的冶金控制策略。首先分析当前冶金系统的电气机组PID控制参数存在的缺陷;然后采用粒子群算法对电气机组PID控制参数进行求解,并针对标准粒子群算法的不足进行相应改进;最后进行实验仿真。实验结果表明,改进粒子群算法的PID冶金电气控制系统大幅度减少了超调量,调节的准确度更高,同时得到了十分理想的冶金系统的电气机组电压控制效果,可以满足实际应用要求,且应用价值较高。

## 参考文献

[1] 刘新建.分析我国冶金自动化的技术进展以及未来

发展趋势[J].中国科技纵横,2012(15):12-14.

[2] 王正林.中国冶金自动化技术发展状况与趋势分析[J].自动化博览,2009(5):23-24.

[3] 孙彦广.我国冶金自动化技术进展和发展趋势分析[J].自动化博览,2008(2):10-12.

[4] 商海真,张东爽.我国冶金电气自动化技术发展趋势[J].电子技术与软件工程,2015(1):239-240.

[5] 张弘弢.探析冶金电气自动化控制技[J].电子测试,2013(15):110-111.

[6] 张礼.电气自动化在冶金工业控制技术领域的研究[J].价值工程,2015(2):2-25.

[7] 王述彦,师宇,冯忠绪.基于模糊PID控制器的控制方法研究[J].机械科学与技术,2011,30(1):166-172.

[8] 廖一旭,卢子广,胡立坤,等.基于非线性的自励异步发电机稳压控制[J].电力电子技术,2013,47(8):67-69.

[9] 袁金泉.冶金电气节能负载高准确度控制技术的研究[J].中国高新技术企业,2013(29):78-80.

[10] 李丽,牛奔.粒子群优化算法[M].北京:冶金工业出版社,2009.

[11] 潘海迪,吴向前.基于混合粒子群算法的多变量解耦控制器优化[J].计算机仿真,2013,30(8):319-322.

(收稿日期:2015-04-20) **EA**

(上接第27页)

型控制策略。介绍了PWM整流器数学模型,通过详细的公式推导得出控制策略,给出整体控制框图,并通过仿真和实验验证了可行性。仿真和实验结果表明,该控制策略可以有效抑制电网电流负序分量,使系统工作在单位功率因数。另外,该策略功率内环不需要多个PI调节器进行控制,结构较为简单。最后,通过虚拟磁链代替电网电压的方法,可省去电网电压传感器,降低硬件成本,提高系统稳定性。

## 参考文献

[1] 张兴,季建强,张崇巍,等.基于内模控制

的三相电压型PWM整流器不平衡控制策略研究[J].中国电机工程学报,2005,25(13):51-56.

[2] Li Z X, Li Y H, Wang P, et al. Control of three-phase boost-type PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 25(10):2521-2530.

[3] 耿强,夏长亮,阎彦,等.电网电压不平衡情况下PWM整流器恒频直接功率控制[J].中国电机工程学报,2010,30(36):79-85.

(收稿日期:2015-03-09) **EA**