

空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制

在完成空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制的过程中, 容易受到电磁干扰, 导致传统的三相PWM整流器由于电流谐波大, 无法有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制, 提出一种基于功率因数校正的空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制方法, 分析了功率因数校正控制算法, 通过已知变量求出电动势。对空气压缩机三相电压进行转换, 依据交流电流的极性对PFC整流器产生交流电压的极性进行判断, 通过占空比对开关函数进行更新, 给出超导转子永磁体磁链, 将电动势以及转子磁链用矢量的形式进行描述, 设计一个简单的传递函数完成积分计算, 通过PLL对超导转子永磁体磁链矢量角度进行检测, 获取PFC电流控制所需的电动势相位信息, 从而有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制。仿真实验结果表明, 所提方法具有很高的控制效率。

张文汇/新疆应用职业技术学院 张 杰/国网新疆阿勒泰供电公司



张文汇/讲师

空气压缩机是矿山生产关键的四大固定设备之一, 其生产压缩空气, 用来带动凿岩机、风动装岩机等设备及其他风动工具^[1, 2]。因为空气压缩机输入电源具有多样性, 因此改善整流器的性能, 有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制, 降低输入电流谐波含量, 具有重要意义^[3-5]。

在完成空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制的过程中, 容易受到电磁干扰, 导致传统的三相PWM整流器由于电流谐波大, 无法有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制。

本文提出了一种基于功率因数校正的空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制方法, 分析了功率因数校正控制算法, 通过已知变量求出电动势。对

空气压缩机三相电压进行转换, 依据交流电流的极性对PFC整流器产生交流电压的极性进行判断, 通过占空比对开关函数进行更新, 给出超导转子永磁体磁链, 将电动势以及转子磁链用矢量的形式进行描述, 设计一个简单的传递函数完成积分计算, 通过PLL对超导转子永磁体磁链矢量角度进行检测, 获取PFC电流控制所需的电动势相位信息, 从而有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制。仿真实验结果表明, 所提方法具有很高的控制效率。

依据三相PWM整流器的控制方法

首先采用三相PWM整流器对空气压缩机电力拖动超导转子指向性进行整流控制。用 E_a , E_b , E_c 描述三相输入电压; 用 V_a , V_b , V_c 描述PWM整流器三相输入电压; 用 L_{re} 描述整流器的电感值; 用 R_{re} 描述电感寄生电阻阻值; 用 i_a , i_b , i_c 描述三相输入电流。

然后将三相电压转换至同步坐标系下, 利用 dq 二相在空间上相互垂直、无耦合及能够独立控制的特性, 将三相可逆PWM整流器输入电流划分成有功与无功分量依次进行控制, 则可实现输入功率因数为1。

假设空气压缩机三相电源输入电压 E_a , E_b , E_c 为

$$\begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_m \sin(kt) \\ V_m \sin(kt - 2\pi/3) \\ V_m \sin(kt + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中, V_m 与 k 分别为空气压缩机三相输入

关键词/Keywords

空气压缩机 ·
超导转子 ·
整流控制 ·

电压的幅值和角频率。

假设将 d 轴定义于空气压缩机电压的矢量方向， q 轴定义于其垂直同时滞后 d 轴 90° 的方向，将空气压缩机三相电压转换至 dq 坐标系，则有

$$\begin{pmatrix} E_d \\ E_q \\ E_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} \quad (2)$$

已知 $\theta = kt$ ，在三相平衡系统中， $E_q = 0$ ，则有

$$\begin{pmatrix} E_d \\ E_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

给出三相可逆PWM整流器的有功功率 P^* 与无功功率 Q^* ，即可获取与之相应的电流给定

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} E_d & E_q \\ -E_q & E_d \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中， $\dot{I}_d$ 以及 $\dot{I}_q$ 为 dq 轴的电流给定。

为了完成三相可逆PWM整流器单位功率因数，须使无功功率 $Q^* = 0$ 。通过式(3)、式(4)即可获取整流器在 dq 坐标系下的电流给定

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} P^* \\ V_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

三相可逆PWM整流器的状态方程式为

$$\begin{aligned} L_{re} \frac{di_a}{dt} &= E_a - R_{re} i_a - V_a \\ L_{re} \frac{di_b}{dt} &= E_b - R_{re} i_b - V_b \\ L_{re} \frac{di_c}{dt} &= E_c - R_{re} i_c - V_c \end{aligned} \quad (6)$$

由于三相为平衡输入，因此，可将式(6)转换为 dq 同步模式，则与之相应的状态方程为

$$L_{re} \frac{di_d}{dt} = E_d - R_{re} i_d - V_d + kL_{re} i_q \quad (7)$$

$$L_{re} \frac{di_q}{dt} = E_q - R_{re} i_q - V_q + kL_{re} i_d$$

式中， i_d ， i_q 为三相输入电流在同步坐标系下的值。

不考虑电感寄生电阻造成的干扰，依据式

(7)对空气压缩机电流调节器进行塑造

$$\begin{aligned} V_d^* &= -\left(k_{dp} + \frac{K_{di}}{S}\right)(i_d - i_d^*) + E_d + kL_{re} i_q \\ V_q^* &= -\left(k_{qp} + \frac{K_{qi}}{S}\right)(i_q - i_q^*) + E_q - kL_{re} i_d \end{aligned} \quad (8)$$

式中， V_d^* 与 V_q^* 为 dq 轴电压给定； k_{dp} 与 K_{di} 为 d 轴PI调节器系数； k_{qp} 与 K_{qi} 为 q 轴PI调节器系数。

在完成空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制的过程中，容易受到电磁干扰，导致所提的三相PWM整流器由于电流谐波大，无法有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制，因此，提出一种基于功率因数校正的空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制方法。

基于功率因数校正的空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制方法

1. 功率因数校正(PFC)整流控制算法

为了有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制，本文首先对PFC整流控制算法进行分析。因为三相输入电压并不对称，所以令各相电流均跟踪与之对应的相电压，从而达到单位功率因数，也就是

$$v_a = R_s i_a, \quad v_b = R_b i_b, \quad v_c = R_c i_c \quad (9)$$

因为对于三相电路而言有

$$\begin{cases} V_p^* = \frac{2}{3} V_p - \frac{1}{3} V_n = \frac{2}{3} v_a - \frac{2}{3} v_b - \frac{2}{3} v_c \\ V_n^* = \frac{2}{3} V_n - \frac{1}{3} V_p = \frac{2}{3} v_c - \frac{2}{3} v_a - \frac{2}{3} v_b \\ \langle i_{lp} \rangle = \langle i_{ln} \rangle = i_a \\ \langle i_{ln} \rangle = \langle i_{lc} \rangle = i_c \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)代入式(10)中，则有

$$\begin{pmatrix} V_p^* \\ V_n^* \end{pmatrix} = \frac{R_c}{3} \begin{pmatrix} 2\lambda_a + \lambda_b & \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_b - \lambda_a & 2\lambda_c + \lambda_b \end{pmatrix} \quad (11)$$

假设

$$V_m = \frac{ER_s}{R_c} \quad (12)$$

式中， R_s 为等效电流监测电阻； V_m 为反馈电压环误差补偿器的输出电压，则可将式(12)描述成

$$V_m \begin{pmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} \lambda_a + \lambda_b & \lambda_b \\ \lambda_b & \lambda_a + \lambda_b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \langle i_{lp} \rangle \\ \langle i_{ln} \rangle \end{pmatrix} \quad (13)$$

通过上文所述的分析方法, 可将占空比公式统一描述为

$$V_m \begin{pmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{pmatrix} = R_s T \begin{pmatrix} \langle i_{lp} \rangle \\ \langle i_{ln} \rangle \end{pmatrix} \quad (14)$$

通过式(14)可以看出, 若控制开关 T_p 及 T_n , 令开关占空比 d_p 与 d_n 符合该式的线性关系, 即可实现三相PFC。所以, 该式为完成单位功率因数的重要函数。

2. 算法实现

依据上文分析的PFC整流控制算法, 利用已知变量求出电动势。为了防止电动势方程中出现电流的微分运算, 利用一个简单的传递函数获取空气压缩机电力拖动超导转子磁链矢量; 再通过PLL对磁链矢量的相位进行检测, 获取PFC电流控制所需的电动势相位信息, 具体实现过程如下所述。

在两相静止坐标系($\alpha\beta 0$)中, 将空气压缩机三相结构中的a相轴线当做 α 轴, 则有

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{pmatrix} = L_{\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$L_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} L+M & 0 & 0 \\ 0 & L+M & 0 \\ 0 & 0 & L-2M \end{pmatrix} \quad (16)$$

式中, e_α , e_β , e_0 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系中定子绕组电动势; u_α , u_β , u_0 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系中定子绕组的电流; i_α , i_β , i_0 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系中定子绕组电流。

对空气压缩机三相电压 u_a , u_b , u_c 进行转换即可获取电压 u_α , u_β , u_0 , 而空气压缩机三相电压 u_a , u_b , u_c 可通过直流母线电压 u_{dc} 以及开关状态获取。

假设 S_x 为空气压缩机电力主电路中 x 相($x=a, b, c$)开关管的开关函数, 如果 $S_x=1$, 则开关管导通; 如果 $S_x=0$, 则开关管断开。如果空气压缩机交流电流 i_x 连续, 则有

$$|u_x| = \begin{cases} 0 & S_x = 1 \\ u_{dc} & S_x = 0 \end{cases} \quad (17)$$

PFC整流器中二极管整流桥是否导通主要取决于 x 相交流电流 i_x , 因此 i_x 决定了 u_x 的符号, 也就是PFC整流器产生交流电压的极性依据交流电流的极性进行判断, 则有

$$u_x = (1-S_x)u_{dc} \text{sign}(i_x)$$

令开关管的运行环境处于足够高的开关频率中, 通过占空比 d_x 对开关函数 S_x 进行更新, 即可获取

$$u_x = (1-d_x)u_{dc} \text{sign}(i_x) \quad (18)$$

假设空气压缩机的绕组电流为 i_α , i_β , 直流母线电压为 u_{dc} , 开关管占空比为 d_α , d_β , 绕组电感为 L , 绕组电阻为 R 。因为零轴分量通常用电动势的3次谐波进行描述, 对电动势基波相位的估测没有干扰, 所以忽略零轴分量。

$\alpha\beta 0$ 坐标系下超导转子永磁体磁链可描述成

$$\begin{cases} \psi_\alpha = -\int e_\alpha dt = -\left[\int (u_\alpha + Ri_\alpha) dt + (L+M)i_\alpha\right] \\ \psi_\beta = -\int e_\beta dt = -\left[\int (u_\beta + Ri_\beta) dt + (L+M)i_\beta\right] \end{cases} \quad (19)$$

将电动势以及转子磁链用矢量的形式进行描述, 也就是 $e = e_\alpha + je_\beta$, $\psi = \psi_\alpha + j\psi_\beta$ 。磁链矢量 ψ 超前电动势矢量 e 的电角度是 $\pi/2$ 。依据对磁链矢量相位的检测结果, 能够获取电动势矢量的相位。

式(19)中涉及到积分运算。本文设计一个简单的传递函数完成积分计算。该传递函数可描述成

$$G(s) = \frac{\omega_c - s}{\omega_c + s} \times \frac{1}{\omega_c} \quad (20)$$

假设空气压缩机输入信号是 $R(s) = f(j\omega)$, 频率是 ω , 输出信号是 $C(s) = R(s)G(s)$ 。如果 $\omega_c = \omega$, 则有

$$G(s)|_{\omega_c=\omega} = \frac{\omega_c - j\omega}{\omega_c + j\omega} \times \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{j\omega_c} \quad (21)$$

该传递函数使输入信号滞后 90° , 幅值衰减至输入信号的 $1/\omega_c$ 。若该传递函数中 ω_c 的取值与输入信号的角频率相同, 则其输出信号即为输入信号的积分。因为该传递函数仅对输入信号进行移相以及对幅值进行调整, 所以不会出现直流偏置积累问题。

本文采用PLL对超导转子永磁体磁链矢量角度进行检测, 其是一种依据同步旋转坐标转换的软件, 能够在输入信号受到影响的条件下, 有效完

成输入矢量信号角度的检测。假设超导转子磁链矢量角度的真实值用 θ_ψ 进行描述,其PLL计算值用 θ_ψ^{PLL} 进行描述,则有

$$\begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_\psi^{\text{PLL}} & \sin \theta_\psi^{\text{PLL}} \\ -\sin \theta_\psi^{\text{PLL}} & \cos \theta_\psi^{\text{PLL}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_r \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta \end{pmatrix} \quad (22)$$

式中, $\Delta\theta = \theta_\psi - \theta_\psi^{\text{PLL}}$ 。

如果 $\theta_\psi^{\text{PLL}} = \theta_\psi$, 也就是 $\Delta\theta = 0$, 则反馈值 $\psi_q = 0$ 。假设经PI调节器调控使得 $\psi_q = 0$, 则可获取超导转子磁链矢量角度 $\theta_\psi^{\text{PLL}} = \theta_\psi$, 从而获取三相电动势的相位, 也就是 $\theta_a = \theta_\psi^{\text{PLL}}$, $\theta_b = \theta_\psi^{\text{PLL}} - 120^\circ$, $\theta_c = \theta_\psi^{\text{PLL}} - 240^\circ$, 从而有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制。

仿真实验分析

为了验证本文方法的有效性, 需要进行相关的实验分析。实验以某一空气压缩机为研究对象, 在Matlab环境下采用Simulink一级Power system block工具箱进行仿真。

分别采用本文方法和传统三相PWM整流器整流控制方法完成空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制, 获取的效率曲线如图1所示。分析图1可以看出, 本文方法效率明显高于传统三相PWM整流器整流控制方法, 这是因为直流母线电压利用率较高, 而且输出电压较低, 验证了本文方法的高效性。

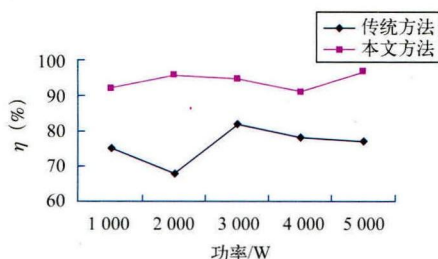


图1 本文方法与传统方法效率比较结果

图2为采用本文方法和传统三相PWM整流器整流控制方法进行整流控制获取的谐波总畸变率比较结果。分析图2可以看出, 采用本文方法各奇次谐波均得到明显抑制, 总谐波失真值较传统三相PWM整流器整流控制方法明显减小, 验证了本文方法的有效性。

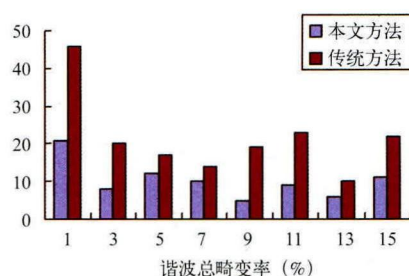


图2 本文方法和传统方法谐波总畸变率比较结果

结束语

本文提出了一种基于功率因数校正的空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制方法, 分析了功率因数校正控制算法, 通过已知变量求出电动势。对空气压缩机三相电压进行转换, 依据交流电流的极性对PFC整流器产生交流电压的极性进行判断, 通过占空比对开关函数进行更新, 给出超导转子永磁体磁链, 将电动势以及转子磁链用矢量的形式进行描述, 设计一个简单的传递函数完成积分计算, 通过PLL对超导转子永磁体磁链矢量角度进行检测, 获取PFC电流控制所需的电动势相位信息, 从而有效实现空气压缩机电力拖动超导转子指向性整流控制。仿真实验结果表明, 所设计的方法具有很高的控制效率。

参考文献

- [1] 张兴, 张崇巍. PWM可逆变流器空间电压矢量控制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 102-109.
- [2] 陈可, 李野, 陈澜. EEMD分解在电力系统故障信号检测中的应用[J]. 计算机仿真, 2010(3): 263-266.
- [3] 汪令祥, 张兴, 张崇巍, 等. 基于位置观测的直驱系统无速度传感器技术[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(12): 78-81.
- [4] 王剑飞, 胡书举, 赵栋利, 等. 永磁直驱型风力发电机的无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2007, 36(6): 21-25.
- [5] 张晓莉, 孙立斌. 步进电机精确控制算法在电力控制系统中应用[J]. 科技通报, 2014(2): 86-89.

(收稿日期: 2014-10-10) EA