

三相 AC/DC 电压源变换器控制技术研究

包静¹ 樊姗²

(1.中冶南方工程技术有限公司 湖北武汉 430223; 2.华中科技大学文华学院 湖北武汉 430074)

摘要 为了改进AC/DC变换器的性能,本文提出一种基于汉密尔顿消散模型的AC/DC控制算法。介绍了一种基于汉密尔顿消散模型的AC/DC控制器设计方法,并对这种控制算法进行了分析。

关键词 AC/DC 变换器 控制技术

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1007-9416(2013)01-0003-02

Research on Control Technology of Three-Phase AC/DC Voltage-Source Converters

Abstract: In order to improve the properties of AC/DC converters, this paper introduces the control strategy of three-phase AC/DC voltage-source converters based on Hamiltonian with dissipation model, And proposes a new design method of controller based on Hamiltonian with dissipation model of AC/DC converter. Meanwhile this paper analyzes the control strategy

Key Words: AC/DC converter control technology

1 引言

三相AC/DC电压源变换器具有交流侧为正弦电流控制以及单位功率因数,直流侧为直流电压控制,两侧之间功率流可逆等诸多优点^[1]。因此被广泛应用于电力变换当中。而AC/DC变换的非线性控制也因具有诸如反应迅速、稳定性好、高功率因数以及结构简单等特点^[2],而被广大学者研究。

为了提高AC/DC变换器的性能,本文提出了一种基于汉密尔顿消散模型的控制策略,并介绍了一种新的控制器设计方法。

2 AC/DC变换器数学模型

三相AC/DC电压源变换器的电路结构如图1所示。

为了方便建立数学模型,假设交流电压与三相平衡供电,滤波电感为线性的^[3],IGBT为理想开关。 u_u, u_v 和 u_w 为三相电压源的相电压, i_u, i_v 和 i_w 为相电流。 S_u, S_v 和 S_w 为AC/DC变换器的开关函数。 u_{DC} 为直流端的输出电压, R 和 L 分别为滤波电抗器的电阻和电感, C 为直流侧的电容, R_L 为直流侧的负载, u_{ru}, u_{rv} 和 u_{rw} 为整流器的输入电压, i_L 为负载电流。

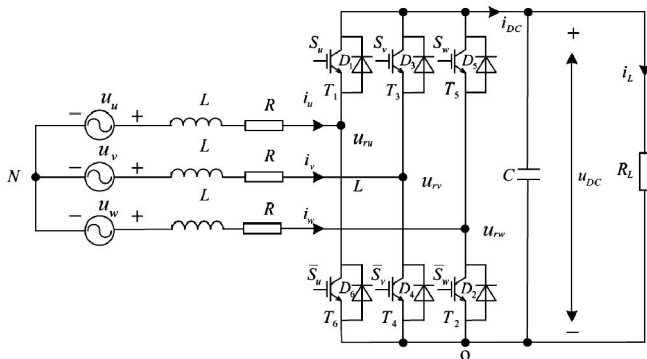


图1 三相AC/DC电压源变换器的电路结构图

从图1中可知三相AC/DC电压源变换器的数学模型如下式所示

$$\begin{cases} L \frac{di_u}{dt} = u_u - Ri_u - \left(\frac{2S_u - S_v - S_w}{3} \right) u_{DC} \\ L \frac{di_v}{dt} = u_v - Ri_v - \left(\frac{2S_v - S_u - S_w}{3} \right) u_{DC} \\ L \frac{di_w}{dt} = u_w - Ri_w - \left(\frac{2S_w - S_v - S_u}{3} \right) u_{DC} \\ C \frac{du}{dt} = i_u S_u - i_v S_v - i_w S_w - i_L \end{cases} \quad (1)$$

将上式进行dq轴分解,则有

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = \omega Li_q - Ri_d - S_d u_{DC} + u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -\omega Li_d - Ri_q - S_q u_{DC} + u_q \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - i_L \end{cases} \quad (2)$$

式中 ω 为交流电压的角频率。

3 基于汉密尔顿消散模型的控制算法设计

(1) AC/DC变换器的汉密尔顿消散模型,假设 $x_1 = Q = Cu_{DC}$, $x_2 = \psi_1 = Li_d$, $x_3 = \psi_2 = Li_q$, 根据式(2)有

$$\begin{cases} \frac{dx_2}{dt} = \omega x_3 - R \frac{x_2}{L} - S_d \frac{x_1}{C} + u_d \\ L \frac{dx_3}{dt} = -\omega x_2 - R \frac{x_3}{L} - S_q \frac{x_1}{C} + u_q \\ \frac{dx_1}{dt} = S_d \frac{x_2}{L} + S_q \frac{x_3}{L} - \frac{x_1}{R_L C} \end{cases} \quad (3)$$

作者简介: 包静(1985.06-),女,硕士,工程师,电气工程;
樊姗(1984.08-),女,硕士,助教,机械工程。

令 $H(x)$ 为AC/DC变换器的总能量,表示为 $H(x) = x_1^2/2C + x_2^2/2L + x_3^2/2L$,则式(3)可表示为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_d & S_q \\ -S_q & 0 & \omega L \\ -S_q & -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/R_L & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H}{\partial x_2} \\ \frac{\partial H}{\partial x_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

上式可以简化为

$$\dot{x} = (J(x) - Q(x)) \frac{\partial H}{\partial x} + gu \quad (5)$$

式中

$$J = \begin{bmatrix} 0 & S_d & S_q \\ -S_q & 0 & \omega L \\ -S_q & -\omega L & 0 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1/R_L & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

$J = -J^T, Q = Q^T$ 。

式(5)即为AC/DC变换器的汉密尔顿消散模型

$$(J_d - Q_d) \frac{\partial H_a}{\partial x} + (J_a - Q_a) \frac{\partial H}{\partial x} - gu = 0$$

4 控制器设计

式(5)中 gu 为常量, S_d 和 S_q 为控制变量。

$$(J_d - Q_d) \frac{\partial H_a}{\partial x} + (J_a - Q_a) \frac{\partial H}{\partial x} - gu = 0 \quad (6)$$

只有在满足上式条件时,才能得到匹配的对象。

$$\text{定义 } K(x) = [k_1(x), k_2(x), k_3(x)]^T = \left[\frac{\partial H_a}{\partial x_1}, \frac{\partial H_a}{\partial x_2}, \frac{\partial H_a}{\partial x_3} \right]^T,$$

并且 $J_d = J, Q_d = Q, J_a = 0, Q_a = 0$ 。则式(6)有

$$\begin{bmatrix} 0 & S_d & S_q \\ -S_q & 0 & \omega L \\ -S_q & -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/R_L & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

从上式中我们可以得到

$$\begin{cases} S_d = \frac{-Rk_2 + \omega Lk_3 - u_d}{k_1} \\ S_q = \frac{-Rk_2 - \omega Lk_3 - u_q}{k_1} \end{cases} \quad (8)$$

.....上接第2页

6 结语

该系统利用PLC、计算机控制技术、检测传感器,采用先进控制理论,建立动态优化软件包,具有严密的闭锁控制,操作灵活,维护方便,降低操作工人的劳动强度,有效地提高装配煤的效率和精度,通过对检测数据的转换,处理实现生产信息化、管理集中化、控制的可视化,大大提高了煤矿现代化的程度,此外,与国外和国内其他矿区的自动化装车系统相比,大大减少了一次性投资金额,具有很高的普遍推广性。

从中解出 k_1

$$k_1 = -\sqrt{R_L(Rk_2^2 + u_d k_2 + Rk_3^2 + u_q k_3)} \quad (9)$$

根据汉密尔顿消散模型的条件^[4],可求出

$$\begin{cases} k_1 = -\sqrt{\frac{3}{2} R_L (I_m U_m - R I_m^2)} \\ k_2 = -\sqrt{\frac{3}{2} I_m} \\ k_3 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

将上式代入式(8)中得到

$$\begin{cases} S_d = \frac{R I_m - U_m}{-\sqrt{u_{DC} (I_m U_m - R I_m^2)} / i_L} \\ S_q = \frac{\omega L I_m}{-\sqrt{u_{DC} (I_m U_m - R I_m^2)} / i_L} \end{cases} \quad (11)$$

5 结语

基于汉密尔顿消散模型的AC/DC变换器控制器有较好的动态、静态性能。使用式(11)的控制器,虽然不能式(2)解耦,但是它的优点在于不用在交流侧设置传感器来采样参数,因此可以使控制更加简单,增加变换器的可靠性。

参考文献

- [1] Li Zhengxi, Wang Jiuhe, Li Huade: "Review on nonlinear control strategies of three phase boost type PWM rectifiers", Electric Drive, 2006, vol.36, No.1, pp 9-13.
- [2] 邱添泉. 基于 buck 变换的新型逆变器研究[D]. 广州: 华南理工大学电力学院, 2006: 12-14.
- [3] Qiao Shutong, Jiang Jianguo. "Output Error Passivity Control of Three-Phase Boost-Type PWM Rectifiers", TRANSACTIONS OF CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY, 2007, vol.22, No.2, pp68-73.
- [4] R. Ortega, A. van der Schaft: "Interconnection and damping assignment passivity-based control of port controlled Hamiltonian systems", Automatica, 2002.

参考文献

- [1] 李瑞, 雷汝海, 庄伟林等. 自动化装配煤系统在高压煤矿的研究与应用[OL]. 中国科技论文在线, [2008-07-03]. <http://www.paper.edu.cn/releasepaper/content/200807-72>.
- [2] 常晓玲. 电气控制系统与可编程控制器[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [3] 钟肇新. 可编程控制器原理及应用[M]. 广州: 华南理工大学出版社, 2003.
- [4] 程子华. PLC原理与编程实例分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.