

双闭环解耦附加 PI 控制策略的仿真研究*

王瑜瑜 刘少军

(西安航空职业技术学院 西安 710089)

摘要:针对在 dq 坐标系下电流型 PWM 逆变器数学模型的非线性、耦合性的特点,设计了双闭环解耦附加 PI 的控制策略。首先分析了系统的构成及原理,接下来对 PWM 逆变器的数学模型和双闭环解耦附加 PI 控制策略进行详细介绍。最后在 MATLAB/Simulink 软件中对系统转速、电压电流、有功功率、无功功率及功率因数进行了仿真。仿真结果证明:该控制策略不仅能够实现平滑无极调速,而且能够达到提高功率因数、消除谐波及节能的目的。

关键词: PWM; 逆变器; 控制策略; MATLAB

中图分类号: TN01 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

Simulation research on double-ring decoupling additional PI control strategy

Wang Yuyu Liu Shaojun

(Xi'an Aeronautical Polytechnic Institute, Xi'an 710089, China)

Abstract: According to the characteristics of nonlinear and coupling of the mathematical model of current PWM inverter in dq synchronous rotating coordinate, the double-ring decoupling additional PI control strategy was designed. Firstly, the composition and principle of the system was analyzed, and then the mathematical model of PWM inverter and the double-ring decoupling additional PI control strategy were detailedly introduced. Finally system speed, voltage and current, active power, reactive power and power factor were simulated in the MATLAB/Simulink software. The results proved that the control strategy not only could achieve smooth and stepless speed regulation, but also could achieve the purpose of improving power factor, eliminating harmonic and saving energy.

Keywords: PWM; inverter; control strategy; MATLAB

1 引言

由于水泵和风机类负载在我国覆盖范围广、耗电量,因而研究此类大功率负载的调速节能技术具有重要的现实意义。最近几年传统串级调速技术再次回到人们的视野当中,但由于其具有谐波干扰严重、功率因数低及电流畸变大等弊端,本文设计了基于双闭环解耦附加 PI 控制策略的电流型 PWM 串级调速系统。在实现平滑无极调速的同时,又提高了功率因数。

2 系统总体结构

2.1 系统的组成

传统的串级调速主要是利用晶间管控制角的变化来完成的,由于控制角增大,不仅会降低功率因数,而且能量

损耗也会增加。因此,本文设计了电流型 PWM 串级调速系统,其主电路如图 1 所示。

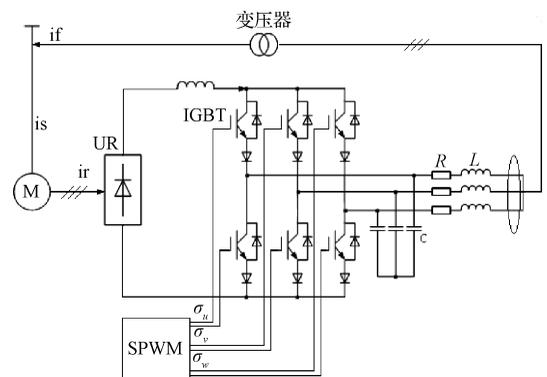


图 1 系统主电路

收稿日期:2016-11

* 项目基金:西安航空职业技术学院院级综合科研项目(16XHXY-009)资助

系统主要包括两个部分：整流电路和三相逆变电路。电动机转子侧的不可控整流电路首先完成整流，经由电感滤波后直流电呈现高阻抗的电流源特性。再经过 PWM 逆变器后，转换成工频交流电。最后利用变压器将转差功率回馈给电网，实现节能的目的^[1-2]。其中逆变电路利用 SPWM 控制，并且为了提高 IGBT 本身的反向电压承受能力及反向电流的阻断能力，IGBT 反向串联续流二极管。

2.2 转速电流双闭环控制

为了使系统获得良好的动态及稳态特性，本文引入了转速外环负反馈和电流内环负反馈的双闭环控制，具体控制结构如图 2 所示。

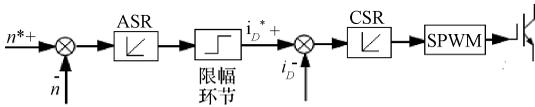


图 2 双闭环控制结构

图中， i_D 为整流电路输出的电流。CSR、ASR 分别为电流控制环节和转速控制环节，两者采用的皆是 PI 控制，可实现电流、转速的无静差跟踪。限幅环节主要用来防止转子侧电流过大。

3 电流型 PWM 逆变器的控制

3.1 逆变器的数学模型

三相桥式逆变电路如图 3 所示。图中 e_L 为直流侧电源， L_d 为直流侧滤波电抗， i_d 为直流侧输入电流， e_{su} 、 e_{sv} 、 e_{sw} 为交流侧三相电源， u_{cu} 、 u_{cv} 、 u_{cw} 分别为电容 C 两端的电压，电阻 R、电感 L 及电容 C 构成二级滤波环节，主要作用是滤除电网侧电流的谐波。电压型 PWM 逆变器在正常工作时，任何时刻同一桥臂只能有一个功率开关导通，而电流型逆变器则存在 4 种情况：上桥臂导通下桥臂断开，下桥臂导通上桥臂断开，上下桥臂全导通，上下桥臂全关断，故需引入三值逻辑开关函数 σ_k 的 PWM 技术，具体定义如下。

$$\sigma_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{上下桥臂全通或全断} (k = U, V, W) \\ -1 & \text{下桥臂导通} \end{cases}$$

根据开关的状态与 σ_k 取值的对应关系，可得：

$$\begin{cases} i_{cu} = \sigma_U i_d \\ i_{cv} = \sigma_V i_d \\ i_{cw} = \sigma_W i_d \\ U_d = u_{cu} \sigma_U + u_{cv} \sigma_V + u_{cw} \sigma_W \end{cases} \quad (1)$$

根据式(1)以及基尔霍夫定律，计算可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_{ck}}{dt} = u_{ck} - e_{ck} - Ri_{ck} \\ C \frac{du_{ck}}{dt} = \sigma_k i_d - i_{ck} \\ L \frac{di_d}{dt} = e_L - \sum_{k=U,V,W} \sigma_k u_{ck} \end{cases} \quad (k = U, V, W) \quad (2)$$

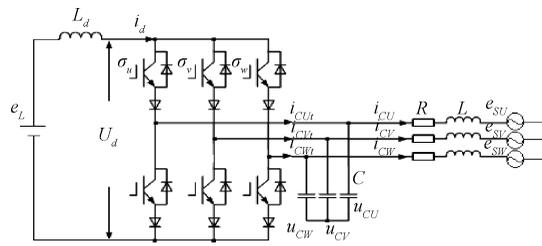


图 3 三相桥式逆变电路

虽然该数学模型直观明了，但由于输出变量会随时间发生变化，故不利于系统的设计。为此引入了空间矢量坐标系 dq ，不仅可以到达简化数学模型的效果，而且便于动态特性的分析。 dq 坐标系下的数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_{ad}}{dt} = u_{ad} - e_{sd} - Ri_{ad} + \omega Li_{cq} \\ L \frac{di_{cq}}{dt} = u_{cq} - e_{sq} - Ri_{cq} - \omega Li_{ad} \\ C \frac{du_{ad}}{dt} = \sigma_d i_d - i_{ad} + \omega Cu_{cq} \\ C \frac{du_{cq}}{dt} = \sigma_q i_d - i_{cq} - \omega Cu_{ad} \\ L_d \frac{di_d}{dt} = e_L - \frac{3}{2}(\sigma_d u_{ad} + \sigma_q u_{cq}) \end{cases} \quad (3)$$

3.2 双闭环解耦附加 PI 的控制策略

针对 dq 坐标系下系统的非线性、耦合性的特点，选取了双闭环解耦附加 PI 的控制策略^[3-4]，控制示意如图 4 所示。

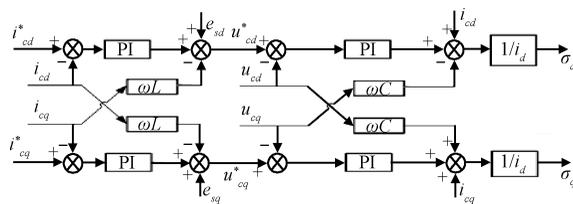


图 4 双闭环解耦附加 PI 控制示意

根据图 4，可得到逆变器的控制输入为：

$$\begin{cases} \sigma_d = [i_{cd} + (u_{cd}^* - u_{cd})(k_{cp1} + \frac{k_{ci1}}{s}) - \omega Cu_{cq}] / i_d \\ \sigma_q = [i_{cq} + (u_{cq}^* - u_{cq})(k_{cp2} + \frac{k_{ci2}}{s}) + \omega Cu_{ad}] / i_d \end{cases} \quad (4)$$

对于电流外环，两个 PI 调节器的输出分别为：

$$\begin{cases} u_{ad}^* = e_{sd} + (i_{cd}^* - i_{cd})(k_{cp3} + \frac{k_{ci3}}{s}) - \omega Li_{cq} + Ri_{ad} \\ u_{cq}^* = e_{sq} + (i_{cq}^* - i_{cq})(k_{cp4} + \frac{k_{ci4}}{s}) + \omega Li_{ad} + Ri_{cq} \end{cases} \quad (5)$$

将式(4)和(5)带入式(3)可得：

$$\begin{cases} \frac{du_{ad}}{dt} = \frac{1}{C} [k_{cp1}(u_{cd}^* - u_{cd}) + k_{ci1} \int (u_{cd}^* - u_{cd}) dt] \\ \frac{du_{cq}}{dt} = \frac{1}{C} [k_{cp2}(u_{cq}^* - u_{cq}) + k_{ci2} \int (u_{cq}^* - u_{cq}) dt] \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{di_{cd}}{dt} = \frac{1}{L} [k_{cp3}(i_{cd}^* - i_{cd}) + k_{ci3} \int (i_{cd}^* - i_{cd}) dt] \\ \frac{di_{cq}}{dt} = \frac{1}{L} [k_{cp4}(i_{cq}^* - i_{cq}) + k_{ci4} \int (i_{cq}^* - i_{cq}) dt] \end{cases} \quad (6)$$

由此可以看出,系统彻底实现解耦。由于所有的设定值为常数,其导数为0,所以对式(6)求导可得:

$$\begin{cases} \frac{d^2(u_{cd}^* - u_{cd})}{dt^2} = -\frac{1}{C} [k_{cp1} \frac{d(u_{cd}^* - u_{cd})}{dt} + k_{ci1}(u_{cd}^* - u_{cd})] \\ \frac{d^2(u_{cq}^* - u_{cq})}{dt^2} = -\frac{1}{C} [k_{cp2} \frac{d(u_{cq}^* - u_{cq})}{dt} + k_{ci2}(u_{cq}^* - u_{cq})] \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{d^2(i_{cd}^* - i_{cd})}{dt^2} = -\frac{1}{L} [k_{cp3} \frac{d(i_{cd}^* - i_{cd})}{dt} + k_{ci3}(i_{cd}^* - i_{cd})] \\ \frac{d^2(i_{cq}^* - i_{cq})}{dt^2} = -\frac{1}{L} [k_{cp4} \frac{d(i_{cq}^* - i_{cq})}{dt} + k_{ci4}(i_{cq}^* - i_{cq})] \end{cases} \quad (8)$$

将式(7)和(8)写成矩阵的形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{c1} \\ \dot{e}_{c2} \\ \dot{e}_{c3} \\ \dot{e}_{c4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{ci1}}{C} & -\frac{k_{cp1}}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{k_{ci2}}{C} & -\frac{k_{cp2}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{c1} \\ e_{c2} \\ e_{c3} \\ e_{c4} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{c5} \\ \dot{e}_{c6} \\ \dot{e}_{c7} \\ \dot{e}_{c8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{ci3}}{C} & -\frac{k_{cp3}}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{k_{ci4}}{C} & -\frac{k_{cp4}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{c5} \\ e_{c6} \\ e_{c7} \\ e_{c8} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中:

$$\begin{cases} e_{c1} = i_{cd}^* - i_{cd} & e_{c2} = \dot{e}_{c1} \\ e_{c3} = i_{cq}^* - i_{cq} & e_{c4} = \dot{e}_{c3} \\ e_{c5} = u_{cd}^* - u_{cd} & e_{c6} = \dot{e}_{c5} \\ e_{c7} = u_{cq}^* - u_{cq} & e_{c8} = \dot{e}_{c7} \end{cases}$$

在分析完成双闭环解耦附加 PI 的控制策略后,再加上直流电路部分的转速电流双闭环控制^[5-6],便可以得到整个串级调速系统的控制示意,如图 5 所示。

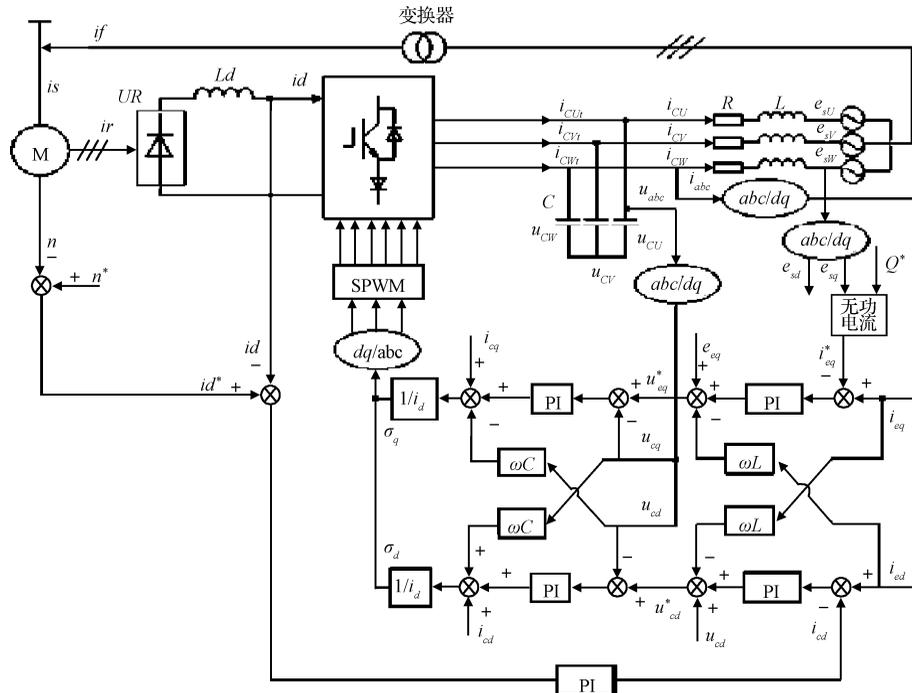


图 5 系统控制示意

4 仿真

用于仿真的电动机铭牌数据为: $P_N=2\ 800\ \text{kW}$,额定转速 $n_N=1\ 485\ \text{r/min}$, $f_N=50\ \text{Hz}$,定子额定电压为 $U_{N1}=6\ \text{kV}$,定子额定电流 $I_{N1}=323\ \text{A}$,转子电压 $U_{N2}=1\ 516\ \text{V}$,转子电流 $I_{N2}=1\ 101\ \text{A}$,额定功率因数为 $\cos\varphi_N=0.87$,过

载能力 1.8,效率值为 $\eta=0.958$ 。电流型 PWM 逆变器的相关参数: $L_d=60\ \text{mH}$, $C=150\ \mu\text{F}$, $L=10\ \text{mH}$, $R=1\ \Omega$,IGBT 的开关频率为 $5\ \text{kHz}$ 。变压器 $6\ 000\ \text{V}/1\ 000\ \text{V}$ 。

对双闭环解耦附加 PI 控制策略进行验证,按照图 5 所示在 MATLAB/Simulink 中建立模型并完成如下一系列的仿真^[7-8]。

首先测试单位功率因数下系统转速 n 的响应情况。分别在 0.7 s 和 1.2 s 时为转速设定阶跃变化,使得转速由原来的 1 200 r/min 变为 1 300 r/min 和 1 000 r/min,响应曲线如图 6 所示。显然实际转速 n 能够快速、准确地跟踪指令值。

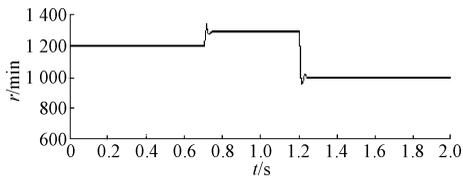


图 6 实际转速响应曲线

当 $n=1\ 000$ r/min 时,变压器侧 U 相电压和电流的仿真结果如图 7 所示。显然电压和电流相位相同,且为标准正弦波,降低了回馈给电网的谐波干扰。

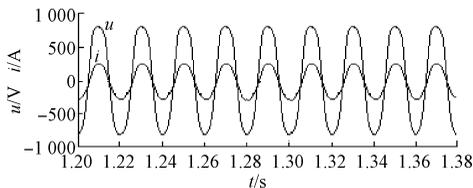


图 7 电压和电流仿真曲线

系统回馈给电网的有功功率仿真曲线图如图 8 所示。仿真结果表明:电机转速 n 发生变化时,系统反馈给电网的有功功率与转速变化成反比^[9],从而达到了节能的效果。

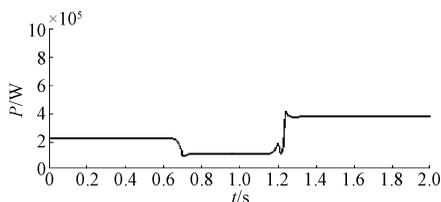


图 8 有功功率仿真曲线

为了验证补偿无功功率 Q 后,系统的响应情况。现设定系统的转速 $n=1\ 200$ r/min,在 $t=0.2$ s 时补偿量 $\Delta Q=0.5$ MVar,在 $t=0.6$ s 时补偿量 $\Delta Q=-0.5$ MVar,在 $t=1.0$ s 时补偿量 $\Delta Q=0.8$ MVar。系统的补偿量和功率因数仿真曲线分别如图 9 和 10 所示。结果表明:该控制系统能快速准确地跟踪补偿的无功功率与此同时功率因数较无补偿时有了大幅度的提高^[10]。

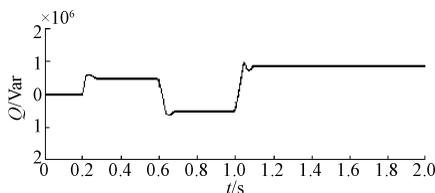


图 9 无功功率补偿量仿真

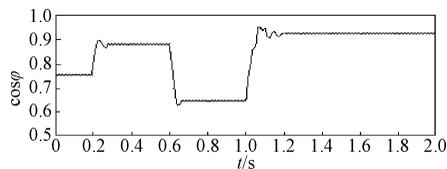


图 10 功率因数仿真

5 结论

本文在分析系统的工作原理的基础上,详细介绍了电流型 PWM 逆变器的数学模型的构建,并对双闭环解耦附加 PI 控制策略进行详细推导。最后利用 MATLAB 建立系统仿真模型并进行了仿真。结果表明:系统不仅具有良好的动态、静态特性,而且达到了提高功率因数、减少谐波、节约能源的目的。

参考文献

- [1] 万资,王晶鑫,姜建国.基于双 PWM 控制的转子侧变频调速系统研究[J].电力电子技术,2009,43(12):55-57.
- [2] 王蒙蒙,汤钰鹏.三电平逆变器载波 PWM 方法的研究[J].电子测量技术,2010,33(6):27-30.
- [3] 胡存刚,王群京,严辉,等.三电平中点箝位型逆变器中点电压平衡和控制方法研究[J].电子测量与仪器学报,2009,23(6):74-81.
- [4] 吴奎华.三相电流型 PWM 并网逆变器的研究[D].杭州:浙江大学,2008.
- [5] ZHU P CH, LIU L M, LIU X Y, et al. Performance of a decoupling control scheme for a unified power flow controller [C]. Industrial Electronics Society, 2005: 77-82.
- [6] 卢强,梅生伟,孙元章.电力系统非线性控制[M].第二版.北京:清华大学出版社,2008.
- [7] 于会群,钟永,张浩.微电网混合储能系统控制策略研究[J].电子测量与仪器学报,2015,29(5):730-738.
- [8] 张经纬.基于 MATLAB 的串级调速系统的建模与仿真[J].大电机技术,2008(4):57-60.
- [9] 栗红梅.异步电动机串级调速系统性能分析[J].煤矿机械,2010,31(4):130-131.
- [10] 邱爱中,张海泉,崔晓,等.一种双 PWM 变换器新改进型直接功率控制策略[J].国外电子测量技术,2016,35(4):59-63.

作者简介

王瑜瑜,1983 年出生,讲师,主要研究方向为计算机控制和自动化理论。

E-mail:yuyuer826@126.com

刘少军,1982 年出生,实验师。主要研究方向为电力电子技术理论。

E-mail:xhjwclsj@163.com