

电压型 PWM 串级调速系统控制策略的研究*

王瑜瑜¹ 刘少军²

(西安航空职业技术学院 西安 710089)

摘要: 针对传统串级调速系统谐波污染严重、功率因数低等固有的缺点,设计了基于 PWM 逆变器的电压型串级调速系统。对 dq 坐标系下 PWM 逆变器的数学模型进行详细推导。为消除系统的耦合性和非线性选用精确线性化解耦附加变结构的控制策略,并对控制规律的构建过程加以推导。加上斩波电路的 IGBT 选用的转速电流双闭环 PI 控制,得到系统的控制图。最后利用 MATLAB 对控制策略的有效性进行仿真,结果表明系统不仅能够实现平滑无极调速,而且提高了功率因数、滤除了谐波、节约了能源。

关键词: PWM;逆变器;控制策略;MATLAB

中图分类号: TN830 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 120.30

Research on control strategy of voltage type PWM cascade speed system

Wang Yuyu¹ Liu Shaojun²

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

Abstract: Aiming at the inherent disadvantages of traditional cascade speed regulation system such as serious harmonic pollution and low power factor, a voltage cascade speed regulation system based on PWM inverter was designed. The mathematical model of PWM inverter in dq coordinates was derived in detail. In order to eliminate the coupling and nonlinear, the exact linearization decoupling additional variable structure control strategy was adopted, and the construction of control law was deduced. And the speed current double closed loop PI control was used by the IGBT chopper circuit to get the control chart of the system. Finally the effectiveness of control strategy was simulated by MATLAB. 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

水泵和风机类负载在我国分布面积广,耗电量大,因而探讨适合该类负载的调速方案具有重要的现实意义。近年来传统的串级调速技术再次得到业内人士的重视,但由于其存在固有的缺陷,如谐波污染严重、功率因数低等。因此,本文设计了基于精确线性化解耦附加变结构控制的电压型 PWM 串级调速系统,并对该控制系统的有效性进行分析验证。

2 系统总体结构

2.1 系统的组成

系统主要包括 3 个部分:整流电路、升压斩波电路和三相逆变电路,具体如图 1 所示。整流电路主要利用二极管构成不可控整流。中间斩波电路的 L_1 和 L_2 用来存储磁场

能量和平滑波形,二极管是防止电流回流和隔离电压。PWM 逆变电路由 IGBT 和反向串联的续极管构成^[1-2]。

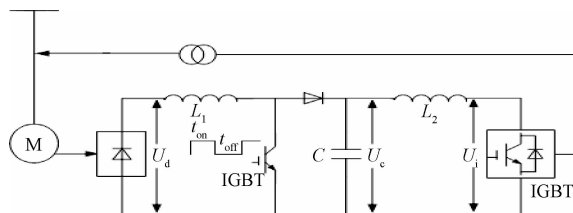


图 1 系统主电路

2.2 系统的调速原理

由电压型 PWM 串级调速系统的主电路图可知,电机转子输出的交流电压分别经由整流、直流升压斩波及逆变电路处理后返回到电机的输入端。其中斩波和逆变电路分

别利用 PWM 和 SPWM 控制,从而减少了系统吸收的无功功率,提高了系统功率因数。图 2 是斩波器的电流波形,设斩波器的周期为 T ,导通时间为 t_1 ,则一个周期的平均电流为式(1)所示。

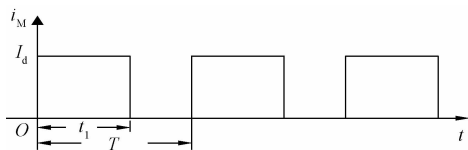


图 2 斩波器的电流波形

$$I_T = \frac{1}{T} \int_0^T i_M dt = \frac{t_1}{T} I_d \quad (1)$$

其中: $\tau = \frac{t_1}{T}$, 称为占空比

三相不可控整流侧输出直流电压为^[3]:

$$U_d = 2.34sE_{20} \quad (2)$$

其中: E_{20} 为电机转子开路电压; s 为电机的转差率。

斩波器输入输出端电压关系为:

$$U_d = (1 - \tau)U_i \quad (3)$$

由式(2)和(3)可得:

$$2.34sE_{20} = (1 - \tau)U_i \quad (4)$$

综合电机的转速公式及式(3)和(4),可得:

$$n = n_0(1 - s) = n_0 \left[1 - (1 - \tau) \frac{U_i}{2.34E_{20}} \right] \quad (5)$$

式中: n_0 为电机的同步转速。

由此可知,可通过调节占空比的大小来控制电机的转速,而且占空比与电机转速两者成正比关系。

3 电压型 PWM 逆变器的控制

3.1 逆变器的数学模型

三相桥式逆变电路可产生三相对称 SPWM 波,具体电路图如图 3 所示。其中 U_{UN} 、 U_{VN} 、 U_{WN} 是逆变器的输出三相交流电压; i_{UN} 、 i_{VN} 、 i_{WN} 是输出的三相交流电流; S_{rU} 、 S_{rV} 、 S_{rW} 是 IGBT 的控制触发脉冲信号,当为高电平信号时,对应的 U 、 V 、 W 三相的上桥臂导通,反之下桥臂导通^[4]。

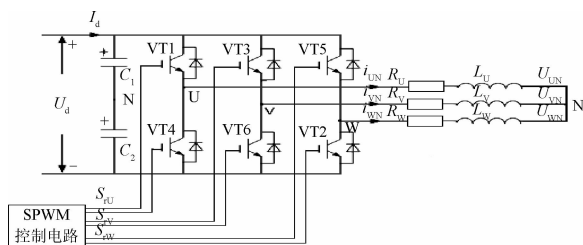


图 3 逆变电路

1) abc 静止坐标系下的数学模型

在该坐标系下逆变器的数学模型为式(6),虽然直观明了,但输出变量的变化给设计带来不便。

$$\begin{cases} L_U \frac{di_{UN}}{dt} = S_{rU}U_d - R_U i_{UN} - U_{UN} \\ L_V \frac{di_{VN}}{dt} = S_{rV}U_d - R_V i_{VN} - U_{VN} \\ L_W \frac{di_{WN}}{dt} = S_{rW}U_d - R_W i_{WN} - U_{WN} \\ (C_1 + C_2) \frac{dU_d}{dt} = i_d - (S_{rU}i_{UN} + S_{rV}i_{VN} + S_{rW}i_{WN}) \end{cases} \quad (6)$$

2) 两相旋转坐标系下的数学模型

在此引入了空间矢量坐标系 dq_0 ,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。具体的空间坐标变换矢量图如图 4 所示。 Ψ 是 $t=0$ 时刻两坐标的夹角, ω 是 dq 坐标系的旋转角速度^[5]。

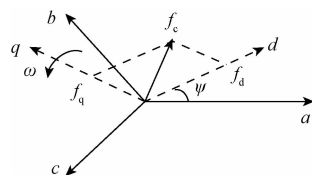


图 4 空间坐标变换矢量图

对应的坐标系变换矩阵为:

$$\mathbf{R} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & \cos(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) & \cos(\omega t + \theta_0 + 120^\circ) \\ \sin(\omega t + \theta_0) & \sin(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) & \sin(\omega t + \theta_0 + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (7)$$

对应的变换矩阵 $\mathbf{R}$ 的逆矩阵为:

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & \sin(\omega t + \theta_0) & 1 \\ \cos(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) & \sin(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + \theta_0 + 120^\circ) & \sin(\omega t + \theta_0 + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(6)所示的逆变器的数学模型经过上述的坐标变换后为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{dN}}{dt} = S_{rd}U_d - R i_{dN} + \omega L i_{qN} - U_{dN} \\ L \frac{di_{qN}}{dt} = S_{rq}U_d - R i_{qN} + \omega L i_{dN} - U_{qN} \\ (C_1 + C_2) \frac{dU_d}{dt} = i_d - \frac{3}{2} (S_{rd}i_{dN} + S_{rq}i_{qN}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: U_{dN} 、 U_{qN} 为 dq 坐标系下的输出交流电压值。 i_{dN} 、 i_{qN} 为 dq 坐标系下的输出交流电流值。 S_{rd} 、 S_{rq} 为 dq 坐标系下的三相开关函数。可知输出交流电流 i_{dN} 、 i_{qN} 有耦合关系。

3) 两相旋转坐标系下的功率的计算

有功功率 P 和无功功率 Q 的公式为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(U_{dN}i_{dN} + U_{qN}i_{qN}) \\ Q = \frac{3}{2}(U_{dN}i_{qN} - U_{qN}i_{dN}) \end{cases} \quad (10)$$

若 abc/dq 变换的初相位与系统电压的初相位相同,则变换后 $U_{qN}=0$,因此式(10)可简化为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}U_{dN}i_{dN} \\ Q = \frac{3}{2}U_{dN}i_{qN} \end{cases} \quad (11)$$

3.2 精确线性化解耦附加变结构控制策略

逆变器在旋转坐标系下的数学模型,虽然消除了交流量,但给系统带来耦合性和非线性特点。基于此本文选取精确线性化解耦附加变结构控制策略^[6-7]。

选取状态变量为: $[x_{i1} \ x_{i2} \ x_{i3}]^T = [i_{dN} \ i_{qN} \ U_d]^T$

选取输入变量为: $[u_{i1} \ u_{i2}]^T = [S_{rd} \ S_{rq}]^T$

选取输出变量为: $[y_{i1} \ y_{i2}]^T = [h_1(x) \ h_2(x)]^T =$

$[i_{dN} \ i_{qN}]^T$

代入式(9),即可得到:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u_{i1} + g_2(x)u_{i2} \\ y_{i1} = h_1(x) \\ y_{i2} = h_2(x) \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -Rx_{i1}/L + \omega x_{i2} - U_{dN}/L \\ -\omega x_{i1} - Rx_{i2}/L - U_{qN}/L \\ i_d/(C_1 + C_2) \end{bmatrix}$$

$$g_1(x) = [x_{i3}/L \ 0 \ -1.5x_{i1}/C]^T$$

$$g_2(x) = [0 \ x_{i3}/L \ -1.5x_{i2}/C]^T$$

由李导数的定义,经过简单计算可得:

$$\begin{cases} L_{g1}h_1(x) = x_{i3}/L \\ L_{g2}h_1(x) = 0 \\ L_{g1}h_2(x) = 0 \\ L_{g2}h_2(x) = x_{i3}/L \end{cases} \quad (13)$$

从而可知输出变量 y_{i1} 和 y_{i2} 的相对阶数全为 1,且 $1+1=2<3$,因此必然有一阶零动态子系统,即是(9)的第 3 式,为了维持 U_{dc} 的稳定,单独采用外环 PI 控制。

由于电容电压 U_{dc} 不可能为零,故可得矩阵

$$B(x) = \begin{bmatrix} L_{g1}L_{f_j}^{-1}h_1(x) & L_{g2}L_{f_j}^{-1}h_1(x) \\ L_{g1}L_{f_j}^{-1}h_2(x) & L_{g2}L_{f_j}^{-1}h_2(x) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} x_{i3}/L & 0 \\ 0 & x_{i3}/L \end{bmatrix} \quad (14)$$

由于矩阵 $B(x)$ 是非奇异矩阵,且式(12)的前两式构成的二阶子系统满足精确线性化的条件。坐标变换 Z 为:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{i1} \\ Z_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1(x) \\ \varphi_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_j}h_1(x) \\ L_{f_j}h_2(x) \end{bmatrix} \quad (15)$$

故原系统的状态方程可变为:

$$\begin{cases} \dot{Z}_{i1} = \dot{\varphi}_1 = \nu_{i1} \\ y_{i1} = x_{i1} \\ \dot{Z}_{i2} = \dot{\varphi}_2 = \nu_{i2} \\ y_{i2} = x_{i2} \end{cases} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{cases} \nu_{i1} = L_{f_j}h_1(x) + L_{g1}h_1(x)u_{i1} + L_{g2}h_1(x)u_{i2} \\ \nu_{i2} = L_{f_j}h_2(x) + L_{g1}h_2(x)u_{i1} + L_{g2}h_2(x)u_{i2} \end{cases}$$

由式(9)、(12)和(13)可得:

$$\begin{cases} u_{i1} = (L\nu_{i1} + Rx_{i1} - L\omega x_{i2} + U_{dN})/x_{i3} \\ u_{i2} = (L\nu_{i2} + Rx_{i2} - L\omega x_{i1} + U_{qN})/x_{i3} \end{cases} \quad (17)$$

由于滑模变结构控制不仅结构简单,而且响应速度快,对扰动的反应灵敏性不高,故本文采用变结构控制来对反馈控制律 ν_{i1} 和 ν_{i2} 进行设计。

分别取两个滑模面为:

$$\begin{cases} s_{i1} = x_{i1} - x_{i1}^* \\ s_{i2} = x_{i2} - x_{i2}^* \end{cases} \quad (18)$$

接下来可得:

$$\begin{cases} \dot{s}_{i1} = -k_{i1}s_{i1} - \epsilon_{i1}\text{sgn}(s_{i1}) \\ \dot{s}_{i2} = -k_{i2}s_{i2} - \epsilon_{i2}\text{sgn}(s_{i2}) \end{cases} \quad (19)$$

其中, k_{i1} 、 k_{i2} 、 ϵ_{i1} 、 ϵ_{i2} 均为正整数, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。为了达到降低抖振,提高响应速度的目的,一般 k_{i1} 、 k_{i2} 的值较大,而 ϵ_{i1} 、 ϵ_{i2} 的值较小。将式(16)、(17)和(18)联立求解即可得系统的控制规律:

$$\begin{cases} \nu_{i1} = k_{i1}(x_{i1}^* - x_{i1}) + \epsilon_{i1}\text{sgn}(x_{i1}^* - x_{i1}) \\ \nu_{i2} = k_{i2}(x_{i2}^* - x_{i2}) + \epsilon_{i2}\text{sgn}(x_{i2}^* - x_{i2}) \end{cases} \quad (20)$$

加上斩波电路的 IGBT 选用的转速电流双闭环 PI 控制,最终可得串级调速系统的控制图如图 5 所示。

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 $\eta=0.958$ 。PWM 逆变器的相关参数: $R=0.1\ \Omega$, $L=0.003\ \text{H}$, $C_1=C_2=2\ 400\ \mu\text{F}$, IGBT 的开关频率为 $5\ \text{kHz}$ 。变压器 $6\ 000\ \text{V}/1\ 000\ \text{V}$ ^[8]。其中滑模变结构控制器的参数为 $\epsilon_1=\epsilon_2=5$, $k_1=k_2=5\ 000$ 。

首先测试 PI 控制的串级调速系统转速 n 的响应情况及回馈给电网的有功功率变化情况,分别在 $0.7\ \text{s}$ 和 $1.2\ \text{s}$ 时为转速设定阶跃变化,使得转速由原来的 $1\ 200\ \text{r/min}$ 变为 $1\ 300\ \text{r/min}$ 和 $1\ 000\ \text{r/min}$ 。从图中可以看出实际转速 n 能够准确快速地跟踪指令转速的变化。系统将功率回馈给电网起到节能的效果,且回馈给电网的有功功率与转速变化成反比^[9-10]。

系统从电网吸收的有功功率和系统总的功率因数的仿真波形分别如图 8 和 9 所示。结果表明:电机转速 n 发生

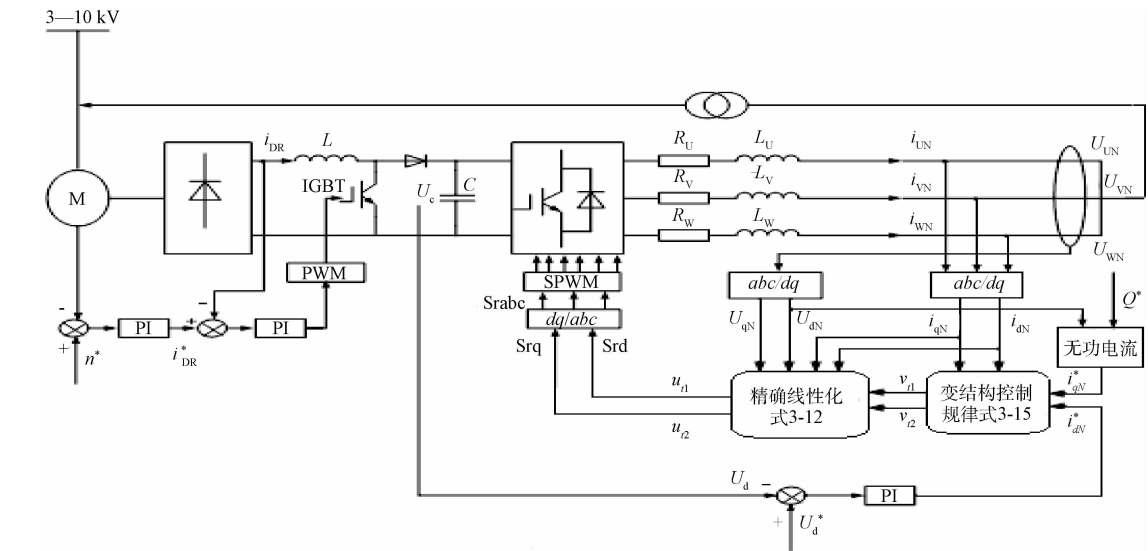


图 5 系统控制图

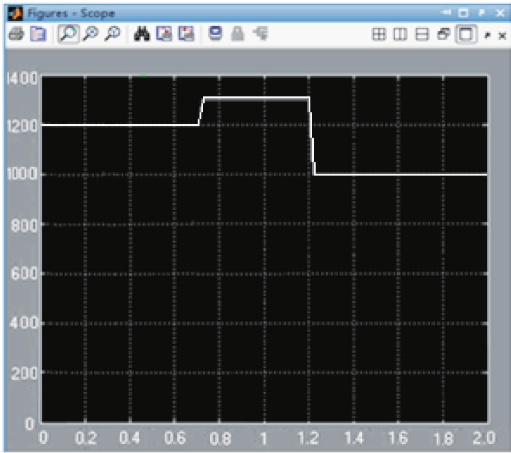


图 6 实际转速响应曲线

发随之发生变化且二者变化方向与转速 n 的变化方向一致。

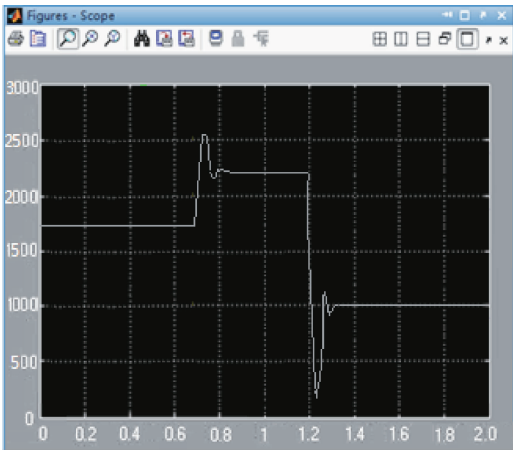


图 8 吸收电网的有功功率

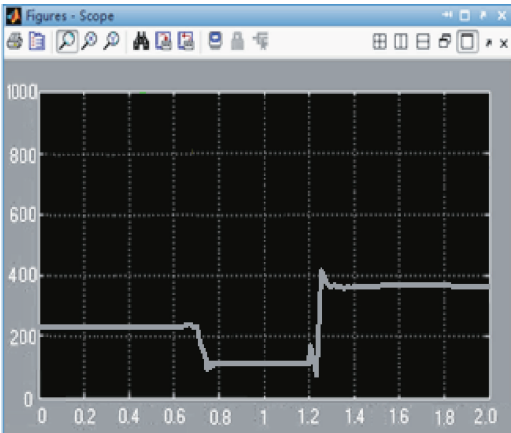


图 7 有功功率仿真曲线

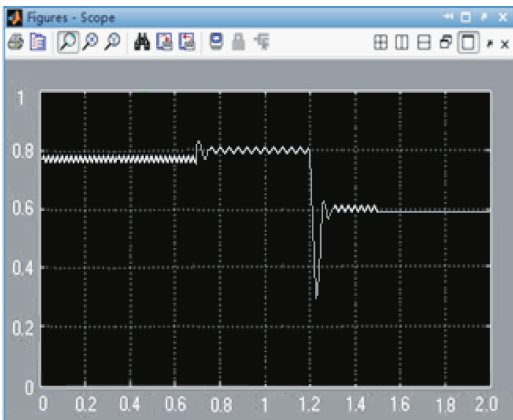


图 9 系统总的功率因数

变化时,从电网吸收的有功功率 P 和功率因数 $\cos\varphi$ 也会

为了验证补偿无功功率 Q 后,系统的情况。现设定系统的转速 $n=1\ 200\ \text{r/min}$,在 $t=0.2\ \text{s}$ 时补偿量 $\Delta Q=0.5\ \text{MVar}$,在 $t=0.6\ \text{s}$ 时补偿量 $\Delta Q=-0.5\ \text{MVar}$,在 $t=1.0\ \text{s}$ 时补偿量 $\Delta Q=0.8\ \text{MVar}$ 。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。

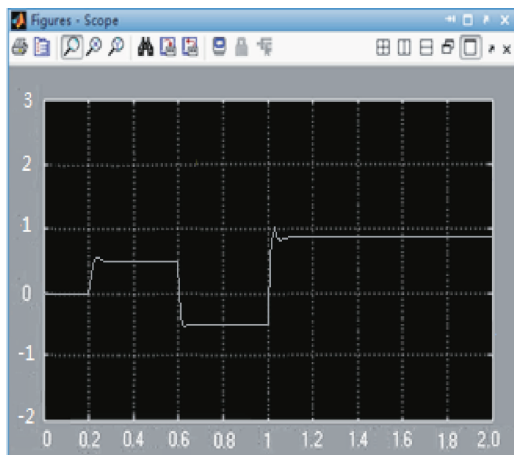


图 10 无功功率补偿量仿真

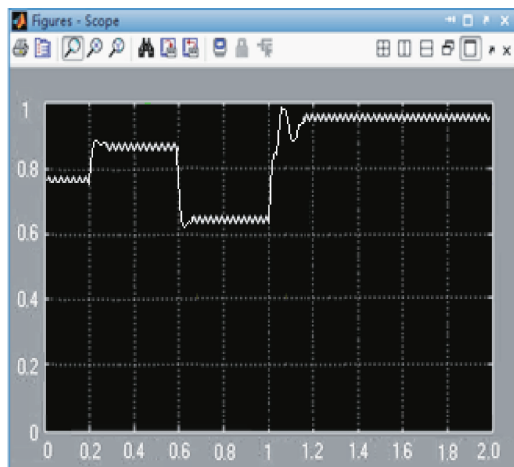


图 11 功率因数仿真

5 结 论

本文将精确线性化解耦附加变结构的控制策略应用于 PWM 逆变器中,将转速电流双闭环 PI 控制应用于 IGBT

斩波器中。并在 MATLAB/Simulink 软件中建立模型并进行了仿真,结果表明:系统不仅具有良好的动态、静态特性,而且达到提高功率因数、减少谐波、节约能源的目的。

参考文献

- [1] 王久和,黄立培,张金龙,等.一种新的电压型 PWM 整流器无源控制器设计[J]. 电力自动化设备,2008,28(10):38-41.
- [2] 孔鹏,刘丛,万军. IGBT 有源逆变在内反馈串级调速系统中的应用[J]. 华北电力大学学报:自然科学版,2008,35(5):11-15.
- [3] 王久和,杨秀媛. 电网不平衡时电压型 PWM 整流器控制策略[J]. 中国电机工程报,2011,31(18):14-20.
- [4] 谈龙成,李耀华,刘丛伟. 三相电流型 PWM 整流器的功率因数控制方法[J]. 电工技术学报,2010,25(2):86-93.
- [5] 张军伟,胡聪权,王兵树,等. 斩波串级调速系统逆变器改造的仿真研究[J]. 电气传动,2014,44(10):18-22.
- [6] 张军伟,王兵树. 斩波串级调速系统机械特性的分析[J]. 电机与控制应用,2010,31(1):25-30.
- [7] 汪万伟,尹华杰,管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报,2010,25(2):67-72.
- [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] 洪乃刚. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [10] 胡赛纯,李加升,邱飏. 基于 Matlab 的 SPWM 电压型逆变器的谐波分析[J]. 沈阳师范大学学报:自然科学版,2011,29(3):391-394.

作者简介

王瑜瑜,1983 年出生,2011 年于西北工业大学获得硕士学位,讲师,主要从事计算机控制和自动化理论研究。
E-mail:735016928@qq.com

刘少军,1982 年出生,2006 年于西安工业大学获学士学位,实验师,主要从事电力电子技术方面的研究。
E-mail:yuyuer826@126.com