三相电压型SPWM逆变器的建模仿真与实验

针对离散、非线性的三相SPWM逆变器动态系统，采用开关周期平均法和小信号扰动法建立了三相逆变器小信号动态模型；基于瞬时无功理论，利用三相旋转坐标变换矩阵，得到了$d-q$旋转坐标系下的逆变器模型，推导了$d-q$坐标系下控制变量到输出的传递函数；采用电压电流双闭环控制方法，提出了具体电流内环和电压外环的PI控制器参数设计方法。搭建了系统仿真和实验平台，验证了模型的正确性以及控制器参数设计的合理性和有效性。

张晓伟[1,2] 郑丽君[1,2] 高云广[1,2] 宋建成[1,2] 李婧[1,2]/1.太原理工大学电气与动力工程学院 2.煤矿电气设备与智能控制山西省重点实验室

张晓伟/硕士研究生

关键词/Keywords
逆变器·
建模·
解耦·
双闭环控制·
PI控制·

随着电力电子技术的发展，逆变电源已广泛应用于电力系统、家用电器、交通运输、工业电源和航空航天等各个领域；其动态响应、鲁棒性和工作稳定性直接决定了系统运行特性。准确建立逆变器的数学模型并设计良好的控制系统是保障逆变器系统可靠运行的前提。

文献[1-2]介绍了逆变器开关模型和非线性模型线性化过程。文献[3-4]给出了逆变系统建模方法，但缺少对控制和输出之间传递函数的推导，而该传递函数是设计控制系统的根本。文献[5-6]给出了三相逆变器$d-q$模型下的双闭环建模控制仿真，但环路之间缺少解耦分析，而耦合电量直接影响着逆变输出谐波含量和其动态响应速度。为提高逆变器的输出性能，专家学者提出了电压瞬时值控制、电流滞环控制、无差拍控制、重复控制和滑模控制等控制方法[7-8]，综合来看，电压电流双闭环控制是一种简单成熟、鲁棒性强的控制方法。文献[9-10]介绍了电压电流双闭环系统及其控制策略，有助于对该控制系统的理解。文献[11-12]给出了双闭环控制策略下电压电流双环的具体结构和方案，并进行了仿真和实验分析，说明了双闭环控制策略的优越性。但这些文献均没有给出双闭环控制系统的具体设计过程，缺少对具体控制器参数的分析和设计。

本文针对三相电压型逆变器的拓扑结构，基于开关周期平均法和小信号扰动法，建立了$d-q$坐标下三相逆变器的小信号动态模型，并进行了详细的解耦分析；采用电压电流双闭环控制方法，给出了电压外环和电流内环PI 调节器参数确定方法；通过仿真和实验验证了模型的正确性以及PI控制器参数设计的合理性和有效性。

三相电压型逆变器建模

三相电压型逆变器电路拓扑如图1所示。

图1中，V_{dc}为直流侧电压源；L、C分别为交流侧滤波电感和电容；R为负载电阻；v_a、v_b和v_c为交流侧三相输出电压；i_a、i_b和i_c为交流侧三相输出电流；

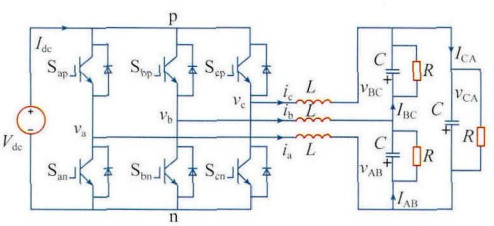

图1 三相电压型逆变器电路拓扑

国家自然科学基金（51377113）；博士点专项科研基金（20111402110010）。

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

v_{AB}、v_{BC}和v_{CA}为三相负载线电压；I_{AB}、I_{BC}和I_{CA}为三相线电流。

定义开关函数$s_i=s_{ip}=1-s_{in}$，$i\in$（a，b，c）。当$s_i=1$时，表示对应相上桥臂导通；当$s_i=0$时，表示对应相下桥臂导通。开关器件皆为理想器件，忽略死区时间、电感和电容的内阻。

根据电路原理，可得到三相逆变器状态方程为

$$\begin{cases} 3L\dfrac{\mathrm{d}i_{ab}}{\mathrm{d}t}=s_{ab}V_{dc}-v_{AB} \\ 3L\dfrac{\mathrm{d}i_{bc}}{\mathrm{d}t}=s_{bc}V_{dc}-v_{BC} \\ 3L\dfrac{\mathrm{d}i_{ca}}{\mathrm{d}t}=s_{ca}V_{dc}-v_{CA} \\ C\dfrac{\mathrm{d}v_{AB}}{\mathrm{d}t}=i_{ab}-\dfrac{v_{AB}}{R} \\ C\dfrac{\mathrm{d}v_{BC}}{\mathrm{d}t}=i_{bc}-\dfrac{v_{BC}}{R} \\ C\dfrac{\mathrm{d}v_{CA}}{\mathrm{d}t}=i_{ca}-\dfrac{v_{CA}}{R} \end{cases} \tag{1}$$

式中，虚拟线电流和线间占空比定义为

$$\boldsymbol{i}_{l\text{-}l}=\begin{pmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{pmatrix}=\frac{1}{3}\begin{pmatrix} i_a-i_b \\ i_b-i_c \\ i_c-i_a \end{pmatrix},\quad s_{l\text{-}l}=\begin{pmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{pmatrix}=\frac{1}{3}\begin{pmatrix} s_a-s_b \\ s_b-s_c \\ s_c-s_a \end{pmatrix}。$$

同时，交直流侧电流量之间满足关系式

$$I_{dc}=\boldsymbol{s}_{l\text{-}l}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{i}_{l\text{-}l}=[s_{ab}\ s_{bc}\ s_{ca}]\begin{pmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{pmatrix} \tag{2}$$

引入开关周期平均算子，得

$$[x(t)]_{T_s}=\frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s}x(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{3}$$

式中，T_s为开关周期；$x(t)$为逆变电路中的某电量。

根据假设，当开关频率远大于电路中电量变化频率时，一个周期内直流侧电压和电感电流变化很小，有近似关系如下：

$$\begin{cases} \left\langle s_{l\text{-}l}V_{dc}\right\rangle_{T_s}\approx\left\langle s_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s}\left\langle V_{dc}\right\rangle_{T_s}=d_{l\text{-}l}\left\langle V_{dc}\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle s_{l\text{-}l}^{T}i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s}\approx\left\langle s_{l\text{-}l}^{T}\right\rangle_{T_s}\left\langle i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s}=d_{l\text{-}l}^{T}\left\langle i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s} \end{cases} \tag{4}$$

对式（1）、式（2）作用式（3），求开关周期平均后并作近似变换，可将离散系统转换为连续系统，得到三相电压型逆变器开关周期平均模型为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\left\langle i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{3L}d_{l\text{-}l}\left\langle V_{dc}\right\rangle_{T_s}-\dfrac{1}{3L}\left\langle v_{L\text{-}L}\right\rangle_{T_s} \\ \dfrac{\mathrm{d}\left\langle v_{L\text{-}L}\right\rangle_{T_s}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left\langle i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s}-\dfrac{1}{RC}\left\langle v_{L\text{-}L}\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle I_{dc}\right\rangle_{T_s}=d_{l\text{-}l}^{T}\left\langle i_{l\text{-}l}\right\rangle_{T_s} \end{cases} \tag{5}$$

式中，矢量$\boldsymbol{v}_{L\text{-}L}=\begin{pmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{pmatrix}$，$\boldsymbol{d}_{l\text{-}l}=\begin{pmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} d_a-d_b \\ d_b-d_c \\ d_c-d_a \end{pmatrix}$。

基于瞬时无功功率理论，引入三相旋转坐标变换矩阵，将三相对称平衡电量变换为直流量，简化三相系统模型，表达式为

$$T=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t-\dfrac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t+\dfrac{2\pi}{3}) \\ -\sin\omega t & -\sin(\omega t-\dfrac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t+\dfrac{2\pi}{3}) \\ \dfrac{1}{\sqrt{2}} & \dfrac{1}{\sqrt{2}} & \dfrac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \tag{6}$$

式中，$\omega=2\pi f$，f为逆变器输出基波频率。

对式（5）进行旋转坐标变换可得$d-q-0$坐标系下的开关模型，根据三相对称性并略去0轴方程，可得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} \left\langle i_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle i_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}=-\begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \left\langle i_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle i_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}-\dfrac{1}{3L}\begin{pmatrix} \left\langle v_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle v_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}+\dfrac{1}{3L}\begin{pmatrix} d_d \\ d_q \end{pmatrix}\left\langle V_{dc}\right\rangle_{T_s} \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} \left\langle v_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle v_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}=-\begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \left\langle v_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle v_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}+\dfrac{1}{C}\begin{pmatrix} \left\langle i_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle i_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix}-\dfrac{1}{RC}\begin{pmatrix} \left\langle v_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle v_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix} \\ \left\langle I_{dc}\right\rangle_{T_s}=\begin{pmatrix} d_d & d_q \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \left\langle i_d\right\rangle_{T_s} \\ \left\langle i_q\right\rangle_{T_s} \end{pmatrix} \end{cases} \tag{7}$$

针对式（7）加入小扰动信号，结合三相电压型逆变器直流工作点方程，将非线性模型线性化，得到在$d-q$坐标系下小信号动态模型，如式（8）所示：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{pmatrix}=-\begin{pmatrix} 0 & \omega & -\dfrac{1}{3L} & -\dfrac{1}{3L} \\ -\omega & 0 & -\dfrac{1}{3L} & -\dfrac{1}{3L} \\ \dfrac{1}{C} & 0 & -\dfrac{1}{RC} & \omega \\ 0 & \dfrac{1}{C} & -\omega & -\dfrac{1}{RC} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \dfrac{V_{dc}}{3L} & 0 \\ 0 & \dfrac{V_{dc}}{3L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{pmatrix} \tag{8}$$

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

通过上述方法，将三相电压型SPWM逆变器离散、非线性的动态系统变换为连续、线性的系统，在此基础上，可利用经典控制理论中的线性控制思想来完成对逆变器控制系统的设计。

解耦控制

解耦控制的思想就是消除系统控制量之间的相互耦合，使系统各自成为独立、互不相关的控制回路。本文采用电容电压瞬时值外环、电感电流瞬时值内环的双闭环控制方法，同时通过对电流电压控制器的改进设计，可消除系统内部一个控制量变化时引起其他被控量变化的现象，将一个有耦合影响的双变量系统变换为两个无耦合的单变量系统，实现双闭环系统的解耦控制。

根据式（8），三相电压型逆变器$d-q$轴等效电路模型如图2所示。从图中可以看出，$d-q$两轴电量之间存在耦合。在实际工程中，由于实际值和设计值间存在误差以及极端情况对电感电容的影响，时常忽略耦合项。但是随着频率不断增加，$d-q$轴间的耦合影响也在加强，必将导致逆变器的控制性能变差，输出谐波含量增加，同时也给控制器的设计增加了困难。为可靠控制和简化设计，这里引入解耦控制方法[4,11]。

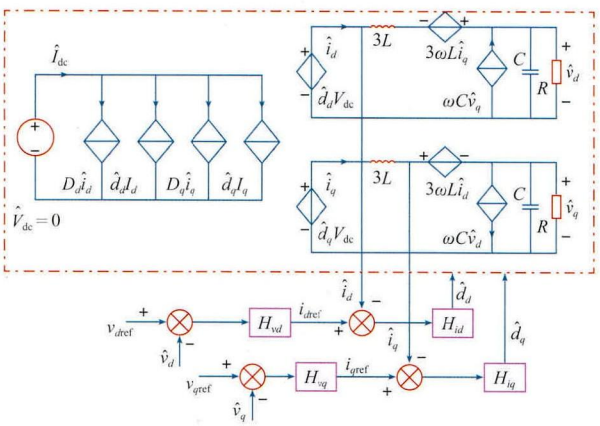

图2　三相电压型逆变器$d-q$轴等效电路控制框图

1. 电流环解耦

在图2中，将d轴电流控制器的输出$\hat{d}_d=(i_{dref}-\hat{i}_d)H_{id}$修正为$\hat{d}_d=(i_{dref}-\hat{i}_d)H_{id}+3\omega L\hat{i}_q/V_{dc}$，则图中$d$轴受控电压源输出变为$\hat{d}_dV_{dc}=(i_{dref}-\hat{i}_d)H_{id}V_{dc}+3\omega L\hat{i}_q$，其$d$轴等效电路中的受控电压源增加项$3\omega L\hat{i}_q$，可抵消来自$q$轴受控电压源$3\omega L\hat{i}_q$的影响。同样，将$q$轴电流控制器修正为$\hat{d}_q=(i_{qref}-\hat{i}_q)H_{iq}+3\omega L\hat{i}_d/V_{dc}$，则图中$q$轴受控源输出变为$\hat{d}_qV_{dc}=(i_{qref}-\hat{i}_q)H_{iq}V_{dc}-3\omega L\hat{i}_d$，其$q$轴等效电路中的受控电压源增加项$-3\omega L\hat{i}_d$，可抵消来自$d$轴受控电压源$3\omega L\hat{i}_d$的影响。

2. 电压环解耦

同理，在图2中，将d轴电压控制器的输出$i_{dref}=(v_{dref}-\hat{v}_d)H_{vd}$修正为$i_{dref}=(v_{dref}-\hat{v}_d)H_{vd}+\omega C\hat{v}_q$，逆变器$d$轴等效电路控制框图中增加项$+\omega C\hat{v}_q$，可抵消来自$q$轴受控电流源$\omega C\hat{v}_q$的影响；同样，将$q$轴电压控制器的输出$i_{qref}=(v_{qref}-\hat{v}_q)H_{vq}$修正为$i_{qref}=(v_{qref}-\hat{v}_q)H_{vq}-\omega C\hat{v}_d$，逆变器轴$q$等效电路控制框图中增加项$-\omega C\hat{v}_q$，可抵消来自$d$轴受控电流源$\omega C\hat{v}_q$的影响。

经过对$d-q$两轴电压电流控制器的改进，实现了$d-q$两轴电压和电流的解耦控制，其控制框图如图3所示。解耦后的三相电压型逆变器小信号模型框图如图4所示。

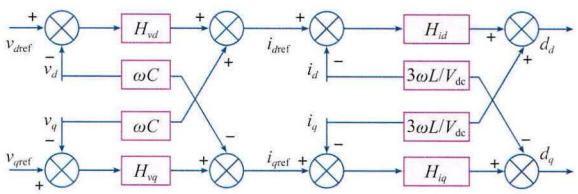

图3　$d-q$解耦控制框图

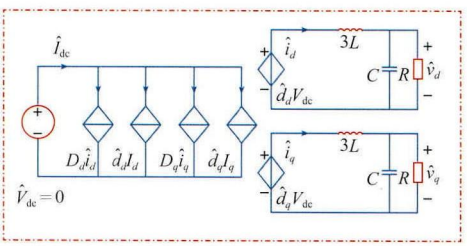

图4　三相电压型逆变器小信号解耦模型

经解耦后，三相电压型逆变器小信号模型等效为两个输出的并联变换器，电压电流环路的设计可以认为是两个独立电路，可按单输入单输出系统进行独立设计，极大地简化了控制器的设计过程。解耦后的系统小信号模型方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}\hat{i}_d\\ \hat{i}_q\end{pmatrix}=-\dfrac{1}{3L}\begin{pmatrix}\hat{v}_d\\ \hat{v}_q\end{pmatrix}+\dfrac{1}{3L}\begin{pmatrix}\hat{d}_d\\ \hat{d}_q\end{pmatrix}V_{dc}\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}\hat{v}_d\\ \hat{v}_q\end{pmatrix}=\dfrac{1}{C}\begin{pmatrix}\hat{i}_d\\ \hat{i}_q\end{pmatrix}-\dfrac{1}{RC}\begin{pmatrix}\hat{v}_d\\ \hat{v}_q\end{pmatrix}\end{cases}\tag{9}$$

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

对式（9）进行拉普拉斯变换，得到解耦后的传递函数如式（10）所示，该方程式是设计控制系统的重要依据。

$$\begin{cases}\dfrac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)}=\dfrac{V_{dc}}{3sL+\dfrac{1}{sC+\dfrac{1}{R}}}\\ \dfrac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)}=\dfrac{V_{dc}}{3sL+\dfrac{1}{sC+\dfrac{1}{R}}}\\ \dfrac{\hat{v}_d(s)}{\hat{i}_d(s)}=\dfrac{1}{sC+\dfrac{1}{R}}\\ \dfrac{\hat{v}_q(s)}{\hat{i}_q(s)}=\dfrac{1}{sC+\dfrac{1}{R}}\end{cases}\tag{10}$$

控制系统设计

随着高性能数字控制技术不断发展，现代控制理论中的一些复杂算法得以实现，并取得了很好的控制效果。但考虑到工程实用性，本文仍采用动态响应较快和鲁棒性较强的PI调节器来实现对逆变器稳定的输出控制。而$d-q$坐标系下的闭环参数对系统稳态性能和动态性能的影响比较敏感，所以要保证控制器参数有足够的准确度。本文采用基于零极点配置并结合穿越频率选择的PI控制器参数整定方法，计算控制器比例和积分系数。该方法将PI控制器参数计算与闭环控制系统性能指标建立了一定的量化关系，参数计算准确。

1. 电流内环控制器设计

电流内环控制实际电流跟踪给定参考电流，能够扩大逆变器控制系统的带宽，使逆变器动态响应加快，输出电压的谐波含量减小，提高系统的动态响应速度。电流内环控制框图如图5所示。

其中，内环系统的被控对象为一个二阶系统；

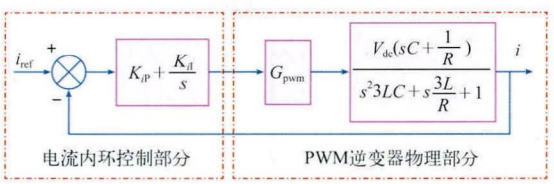

图5　电流内环控制框图

K_{iP}和K_{iI}分别为电流内环比例和积分调节增益；G_{pwm}为PWM桥路等效增益。

根据零极点对消法的配置原则，将PI控制器的零点设置在滤波器的转折频率处，同时兼顾内环系统的快速性和稳定性要求，确定系统补偿后的穿越频率为转折频率的1/10，即$f_{ic}=0.1f_n$。

由此可得

$$\begin{cases}\dfrac{K_{iI}}{2\pi K_{iP}}=f_n=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{3LC}}\\ \left|K_{iP}+\dfrac{K_{iI}}{s}\dfrac{V_{dc}(sC+\dfrac{1}{R})}{3LCs^2+\dfrac{3L}{Rs}+1}\right|_{s=j2\pi\times(0.1f_n)}=1\end{cases}\tag{11}$$

2. 电压外环控制器设计

要使电压外环控制的三相SPWM逆变器输出稳定的交流电压，通常电流内环控制的带宽比电压外环控制的带宽大得多，在电压外环控制中可以认为实际电流已完全跟踪参考电流，因此在电压外环控制中可以将电流内环的闭环传递函数ω_{ic}看做一个具体的比例系数。电压外环的闭环控制结构如图6所示。

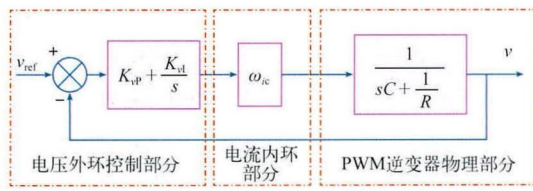

图6　电压外环控制框图

其中，外环系统的被控对象为一阶系统；K_{vP}和K_{vI}分别为电压外环比例和积分调节增益；ω_{ic}为电流内环的闭环传递函数。

基于零极点的配置原则，将外环PI控制器的零点设置在开环极点处。同时为满足内外两环之间的带宽协调关系，选择外环的开环穿越频率为50 Hz。

由此可得

$$\begin{cases}\dfrac{K_{vI}}{2\pi K_{vP}}=f_n=\dfrac{1}{2\pi RC}\\ \left|K_{vP}+\dfrac{K_{vI}}{s}w_{ic}sC+\dfrac{1}{R}\right|_{s=j2\pi\times50}=1\end{cases}\tag{12}$$

综上，通过计算式（11）和式（12）可得一

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

组PI参数，然后利用仿真软件对该组参数进行优化设计，可得准确的K_{iP}和K_{iI}、K_{vP}和K_{vI}；由于设计值可能存在误差或实际电路参数可能发生波动，所以实验时需要对控制器参数进一步修正，得到电压和电流环控制器最优PI参数。确保了系统具有良好的稳定性和快速性，同时避免了PI 参数选择的盲目性。

仿真和实验分析

为了验证所建立模型的正确性和PI控制器参数设计的合理性，本文分别搭建了仿真平台和实验平台。具体参数确定如下表所示。

表　系统仿真和实验参数值

仿真和实验参数	数值
额定功率/kV·A	3
直流母线电压/V	360
逆变输出相电压/V	110
滤波电容/μF	10
滤波电感/mH	1
负载/Ω	35→10
开关频率/kHz	9
死区时间/μs	1

根据前面所述的PI控制器参数设计方法，计算出的控制器参数$K_{iP}=0.01$、$K_{iI}=60$和$K_{vP}=0.006\ 3$、$K_{vI}=32$。系统稳态仿真波形如图7所示，系统动态仿真波形如图8所示。

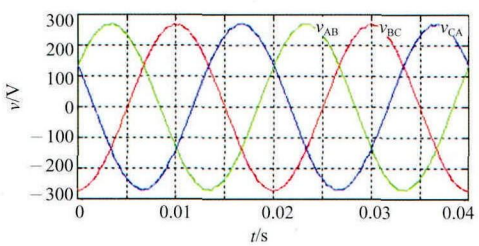

图7　稳态仿真波形

图9为系统硬件图。主要功能模块包括三相桥IGBT功率模块、IGBT驱动模块电路、直流侧电压检测电路、交流侧电压电流检测电路、故障保护电路和DSP核心板控制电路。实物图中主要构成部件包括主桥路APS－Three－Phase－Bridge IGBT Inverter（100 A/1 200 V）、主控制电路板（DSP28335核心板）、*LC*滤波电路、10 Ω/2 kW负载、PC、FLUKE434电能质量分析仪及HDO6104示波器。系统稳态实验波形如图10所示，系统动态实验波形如图11所示。

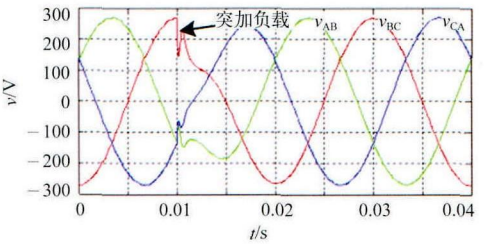

图8　动态仿真波形

图9　系统硬件图

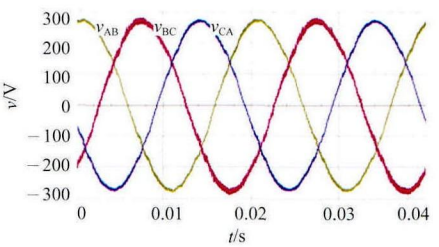

图10　稳态实验波形

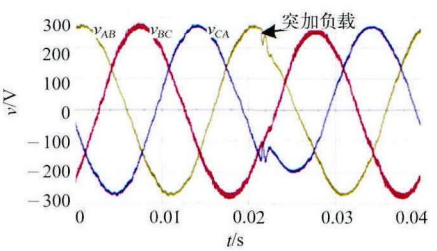

图11　动态实验波形

对比图7和图10可以看出，系统仿真和实验均能够得到理想的正弦波形，表明系统建模合理，所推导的控制参量到输出的传递函数正确，能够指导控制系统的设计。对比图8和图11可以看出，系统在负载突变时，仿真和实验具有相同的变化波形，证明本文所述PI控制器参数设计方法合理。

通过FLUKE434电能质量分析仪测得其三相稳

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

态输出电压THD分别为1.3%、1.5%和1.7%，远小于国家标准5%，波形质量较高，系统具有良好的稳定性；图11为负载由35 Ω突变到10 Ω时系统动态输出波形。从图中可以观察到，在切换瞬间，输出电压出现一定的波动，其误差不超过额定值的±10%，在10 ms内即恢复到系统稳定值，且系统无静差，表明系统具有较高的动态响应速度和较强的鲁棒性，证明所设计的PI控制器参数正确有效。

结束语

本文对离散、非线性三相SPWM逆变器动态系统进行了建模、仿真和实验研究，得到如下研究结论：

1）建立了三相电压型SPWM逆变器的小信号动态数学模型，推导了控制参量到输出的传递函数，为逆变器控制系统的设计提供了参考依据。

2）提出了电流电压耦合电量之间的解耦控制方法，简化了PI控制器的设计，并给出了PI控制器的参数设计方法。

3）设计了三相电压型SPWM逆变器双闭环控制系统，并对其进行了数字仿真和实验，结果表明：①所建立的三相逆变器模型合理正确，其输出到控制参量的传递函数对控制系统设计具有指导意义。②电压电流双闭环控制策略下，PI控制器参数合理，设计实用可行。

参考文献

[1] Zhang Bin, Wang Danwei, Zhou Keliang. Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008 (4): 1595-1602.

[2] Yang Y, Kazerani M, Quintana V H. Modeling, control and implementation of three-phasePWM converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18 (3): 857-864.

[3] 皇金锋，董锋斌．三相电压型PWM逆变器的建模研究 [J]．电力电子技术，2011 (4)：67-69.

[4] 徐德鸿．电力电子系统建模及控制 [M]．北京：机械工业出版社，2005.

[5] 王凤岩，任黎立，徐建平．基于F2812的逆变器数字控制器的建模与设计 [J]．电工技术学报，2009 (2)：94-99.

[6] 朱承邦，李乐，王晓鹏．基于SPWM控制的电压、电流双环逆变器建模及其仿真 [J]．中国舰船研究，2009 (5)：54-58.

[7] 陈宏．基于重复控制理论的逆变电源控制技术研究 [D]．南京：南京航空航天大学，2003.

[8] 陈江．基于滑模控制的DC－AC逆变器的研究 [D]．杭州：浙江大学，2003.

[9] 沈亚瑞，宋建成．基于双闭环控制的单相逆变器研究 [J]．电气开关，2012 (4)：21-24.

[10] 杨会敏，宋建成．基于双环控制的单相电压型PWM逆变器建模与仿真 [J]．电气传动自动化，2009 (1)：15-18.

[11] 邓醉杰，王辉，徐锋，等．三相电压型PWM逆变器双闭环控制策略研究 [J]．防爆电机，2007 (1)：11-14.

[12] 张小平，朱建林，唐华平，等．新型Buck-Boost矩阵变换器的双闭环控制策略 [J]．控制理论与应用，2009 (2)：203-208.

（收稿日期：2014－12－28）EA

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net