

文章编号 1004-924X(2013)04-0963-09

## 基于波动低压输入的独立光伏逆变器的设计

吴 巍\*

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

**摘要:**针对独立光伏逆变器输入电压较低且波动的问题,提出一种采用双闭环控制策略且抗输入电压扰动的光伏逆变器系统。在阐述其工作原理基础上,对光伏逆变器主要部件进行建模,得到总体数学模型,并举例设计了输入电压为 24 V、输出为 311 V、输出频率为 50 Hz、输出功率为 6 kW 的光伏逆变器。设计中采用极点配置进行控制器参数计算,定量描述了输入电压波动对逆变器跟踪误差的影响。仿真结果表明,设计的逆变器具有稳定性好、抗扰动性强和稳态误差低等特点,其电压变化率为 0.03%,输出电压总谐波失真(THD)为 1.03%,最高单次谐波含量小于 3%,可以满足性能指标要求。所建模型和设计方法具有一定通用性和理论指导意义,可用于特殊光伏发电领域中大功率光伏逆变器的研究与设计。

**关键词:**光伏逆变器;波动低压输入;建模;仿真;设计

**中图分类号:**TM615 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20132104.0963

## Design of standalone PV inverter based on low voltage and fluctuation input

WU Wei\*

(School of Electronic Information and Electrical Engineering,  
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

\* Corresponding author, E-mail: wuweiceee@gmail.com

**Abstract:** For lower voltages and fluctuated inputs of a standalone Photovoltaic (PV) inverter, a disturbance-rejection system with a double-closed-loop control was proposed. On the basis of the working principle of the system, the main parts of the inverter were modeled and a overall mathematical model was obtained. The inverter with an input voltage of 24 V, an output voltage of 311 V, a frequency of 50 Hz and an output power of 6 kW was illustrated as an example. In the design, the pole assignment method was used to calculate the controller parameters and the relation between fluctuation input and steady state error was described quantitatively. The simulation result indicates that the system with good stability and low steady state error can reject the disturbance. Its voltage change is 0.03%, total Harmonic Distortion(THD) is 1.03%, and the highest single harmonic content is less than 3%, which meets the requirements as well. The model and design method with theoretical guidance meaning is universal and can support the applications and design of high power inverters in other special fields of PV generation.

**Key words:** PV inverter; low voltage and fluctuation input; modeling; simulation; design

收稿日期:2012-12-24;修订日期:2013-01-14.

基金项目:国防技术基础项目(2008-263)

## 1 引言

独立光伏发电在高山、海岛<sup>[1]</sup>、偏远地区等许多特殊场合具有广泛的应用,尤其是随着空间探索活动的不断深入,特别需要可持续对空间飞行器以及空间活动进行供电的能量来源。但太阳能发电输出电压低,且由于受环境因素影响而不稳定,需要利用光伏逆变器实现稳定的交流输出。光伏逆变器作为光伏发电的核心设备,其设计的好坏对输出电能质量、系统稳定性等具有重要影响。

目前,逆变器有多种拓扑结构,Peng F Z 设计的 Z 源逆变器,兼具升压与逆变功能,能够上下桥臂直通短路<sup>[2]</sup>,但电气不能很好的隔离。多电平逆变器<sup>[3]</sup>,用低压器件替代耐高压器件承受高压应力,但由于电路结构复杂,加大了控制的难度。相应逆变器的控制方法有多种。滑模变结构控制<sup>[4]</sup>对系统参数变化及外界扰动不敏感,具有较强的鲁棒性,但较难确定一个滑模面,且数字化实现时开关频率要足够高。模糊控制<sup>[5]</sup>属于智能控制范畴,其不依赖于系统数学模型,能够解决对象不确定,高度非线性等问题。重复控制<sup>[6]</sup>可以达到输出无净差,但动态响应慢。无差拍控制跟踪精度高,瞬时响应快<sup>[7]</sup>,但依赖于对象的精确模型,负载突变会使系统鲁棒性较差。

本文针对光伏逆变器输入电压低且波动的情况,对其组成及工作原理、主要部件模型、控制策略以及运行性能进行仿真研究和举例设计。

## 2 光伏逆变器组成与工作原理及其控制策略

光伏逆变器主要由逆变电路,升压电路,滤波电路以及控制器组成。对于独立光伏发电系统,光伏发电输出功率会随外界环境变化而大幅波动<sup>[8-9]</sup>,需要在逆变器输入端接入储能系统<sup>[10]</sup>(比如电池储能系统<sup>[11]</sup>),因此逆变器输入电压较低且会产生波动。在此采用低压直流电压源进行等效(假设电压波动为 20~30 V),作为逆变器的输

入,如图 1 所示。具体组成电路如图 2 所示。

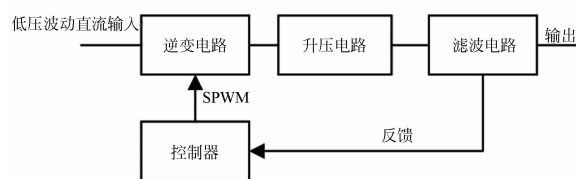


图 1 光伏逆变器系统组成框图

Fig. 1 Block diagram of PV inverter system

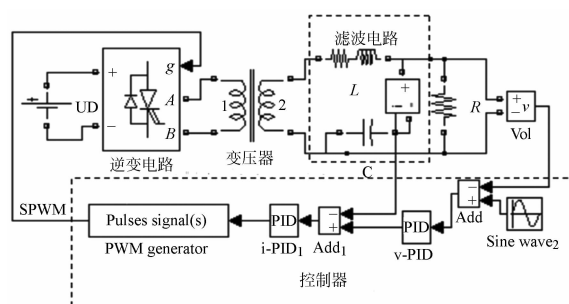


图 2 光伏逆变器电路

Fig. 2 Circuit of PV inverter

### 2.1 逆变电路

逆变器电路主要可分为多电平逆变器,Z 源逆变器以及 H 桥逆变器。其中,多电平逆变器采用低压器件替代耐高压器件来承受高压应力<sup>[3]</sup>,其直流输入端电压较高。Z 源逆变器利用阻抗源网络同时实现逆变以及升压<sup>[2]</sup>,因此在低直流电压输入高交流电压输出的情况下不能很好地实现输入输出之间电气隔离。这里采用 H 桥逆变电路接变压器进行逆变及升压(如图 3 所示),降低电力开关绝缘门极双极型晶体管(IGBT)的电压应力,并且实现电气隔离。逆变器采用双极性正弦脉宽调制(SPWM)进行调制,具有输出谐波阶次高的特点。

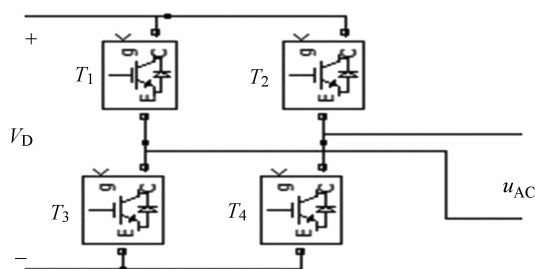


图 3 H 桥逆变电路

Fig. 3 H-bridge inverter

### 2.2 升压电路

可在逆变器输入端先采用直流变换器进行升压,但环节较多,控制复杂。在此将线性变压器接到逆变器输出端进行升压,可使 IGBT 位于低压侧,并且实现电气隔离。

### 2.3 滤波电路

滤波电路则可以采用 LC 滤波器(如图 4 所示)构成低通滤波器,滤除逆变器输出的高频谐波以得到平滑的交流输出。另外考虑到器件损耗等非理想因素的影响,可以在滤波电路的电感中加入杂散电阻来研究其影响。

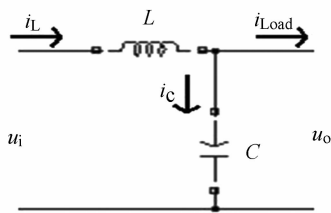


图 4 LC 滤波器  
Fig. 4 LC filter

### 2.4 控制策略

如图 5 所示,这里采用电容电流、负载电压双闭环控制<sup>[12]</sup>,由于电容电流能够突变,当负载突变时电容电流内环能够快速反应负载变化,从而进行调节,另外,采用此控制方法时,系统具有精确的传递函数,因而可以利用极点配置方法计算控制器参数,这样便于设计。控制器具体可采用型号为 TMS320LF2407A 的 DSP 编程实现<sup>[13]</sup>。

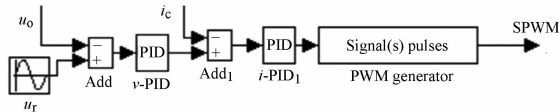


图 5 控制器模型框图  
Fig. 5 Block diagram of controller

### 2.5 工作原理

从图 1 至图 5 可以看出,控制器反馈量为电容电流  $i_c$  和负载电压  $u_o$ ,输出量为 SPWM 脉宽信号,驱动逆变电路中的 IGBT。输出电压瞬时值误差经电压 PI 环节得到电流指令,与电容电流相减得到的电流误差信号经电流 PI 环节生成参考波,输入到图 2 中的脉冲宽度调制(PWM)发生器中,发出 SPWM 信号驱动逆变桥,经变压器升压及 LC 滤波电路滤波得到负载电压。

## 3 主要部件及总体数学模型

### 3.1 逆变电路数学模型

逆变器输入量为参考电压瞬时值  $v_i$ ,输出量为输出电压瞬时值  $v_m$ ,三角载波幅值  $V_{tri}=1$ ,考虑额定情况下直流电压  $V_D=24\text{ V}$ 。设  $S$  为开关函数,对应 2 种开关状态。当  $S=1$  时,输出  $V_D$ ,当  $S=0$  时输出  $-V_D$ 。故输出  $v_m$  可表示为<sup>[14]</sup>:

$$\langle v_m \rangle_{T_s} = V_D(2\langle S \rangle_{T_s} - 1), \quad (1)$$

$\langle v_m \rangle_{T_s}$  和  $\langle S \rangle_{T_s}$  分别表示  $v_m$  和  $S$  开关周期的平均值。由于 2 组开关驱动信号互补,设某一组(如图 3 中的  $T_1$  和  $T_4$ )开关导通时对应  $S=1$ ,故  $\langle S \rangle_{T_s} = D(t)$ 。由 SPWM 工作原理可得:

$$D(t) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_i}{V_{tri}} \right), \quad (2)$$

由于开关周期远高于 50 Hz(开关频率  $f_c = 20\text{ kHz}$ ),在开关周期  $T_s$  内  $\langle v_m \rangle_{T_s}$  可视为  $v_m$ 。结合式(1)与式(2),可得逆变桥的传递函数为增益环节,如下式所示:

$$\frac{v_m}{v_i} = \frac{V_D}{V_{tri}} = V_D = 24. \quad (3)$$

### 3.2 升压电路数学模型

变压器为线性理想变压器,可视为增益环节,依据下文设计取变比  $k=19$ 。则变压器传递函数如下, $u_1$  为变压器输出电压:

$$\frac{U_1(s)}{V_m(s)} = k = 19, \quad (4)$$

### 3.3 滤波电路数学模型

根据图 4 所示电路图,可以得到如图 6 所示

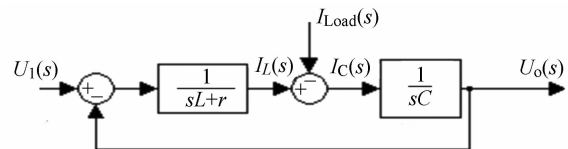


图 6 滤波器模型方框图  
Fig. 6 Block diagram of filter

的滤波电路方框图,其中  $i_L, i_{Load}$  分别为电感电流和负载电流。取  $L=0.42\text{ mH}, C=143\text{ }\mu\text{F}$ ,空载时,传递函数如式(5)所示:

$$\frac{U_o(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} = \frac{1}{6 \times 10^{-8} \times s^2 + 1}. \quad (5)$$

### 3.4 控制器数学模型

电流内环和电压外环采用 PI 控制,代入下文

设计参数,可得电压 PI 传递函数  $G_v$  如式(6)所示:

$$G_v = K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s} = 0.52 + \frac{970}{s}, \quad (6)$$

电流 PI 传递函数  $G_i$  如式(7)所示:

$$G_i = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} = 0.036 + \frac{260.5}{s}. \quad (7)$$

### 3.5 逆变器总体数学模型

基于上述部件模型,可得逆变器模型方框图如图 7 所示。总体数学模型如式(8)所示,其中  $\Delta U$  对应负载电流引入的输出扰动,如式(9)所

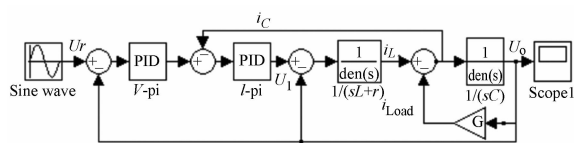


图 7 光伏逆变器总体模型方框图

Fig. 7 Block diagram of PV inverter system

示。空载工况下,代入下文设计参数可得系统传递函数如式(10)所示。

$$U_o(s) = G_u(s)U_r(s) - \Delta U(s). \quad (8)$$

$$G_i(s) = \frac{\Delta U(s)}{I_{Load}(s)} = \frac{(Ls+r)^2}{LCs^4 + (r+kV_DK_{ip})Cs^3 + (kV_DK_{vp}K_{ip} + kV_DK_{ii}C+1)s^2 + kV_D(K_{vp}K_{ii} + K_{vi}K_{ip})s + kV_DK_{ii}K_{vi}}, \quad (9)$$

$$G_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_r(s)} = kV_D \times \frac{K_{vp}K_{ip}s^2 + (K_{vp}K_{ii} + K_{vi}K_{ip})s + K_{vi}K_{ii}}{LCs^4 + (r+kV_DK_{ip})Cs^3 + (kV_DK_{vp}K_{ip} + kV_DK_{ii}C+1)s^2 + kV_D(K_{vp}K_{ii} + K_{vi}K_{ip})s + kV_DK_{ii}K_{vi}} = \frac{8.51s^2 + 77557s + 1.15 \times 10^8}{6.02 \times 10^{-8}s^4 + 0.0023s^3 + 26.14s^2 + 77557s + 1.15 \times 10^8}. \quad (10)$$

## 4 设计举例

额定输入电压  $V_{DN} = 24$  V,最大波动输入电压  $V_{Dmax} = 30$  V,最小波动输入电压  $V_{Dmin} = 20$  V。下面在此给定输入条件下进行设计。

### 4.1 主要性能指标

- (1)额定输出电压幅值  $U_{mN} = 311$  V,电压变化率  $\leq 1\%$ ;
- (2)输出功率  $P_o \geq 6$  kW;
- (3)输出频率  $f: (50 \pm 0.1)$  Hz;
- (4)输出电压总谐波系数:  $THD \leq 5\%$ ;
- (5)输出电压最高单次谐波系数  $HF_{max} \leq 3\%$ 。

### 4.2 设计过程

#### 4.2.1 输出电压频率

由 SPWM 调制原理可知,参考正弦电压  $U_r$  频率  $f_r$  等于输出电压频率  $f$ 。在此通过 DSP 编程实现  $f_r = 50$  Hz,从而可使输出电压频率达到  $(50 \pm 0.1)$  Hz。

#### 4.2.2 总谐波系数

接下来需要考查滤波电路对 SPWM 谐波的衰减作用。通常开关频率取为  $f_c = 20\ 000$  Hz,则有载波比  $N = f_c/f_r = 20\ 000/50 = 400$ 。采用 SP-

WM 调制后,滤波电路输入电压最低次谐波为第  $N-2$  次谐波<sup>[15]</sup>。滤波电路输入电压总谐波系数  $THD_1$  定义如式(11)所示:

$$THD_1 = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=N-2}^{\infty} V_i^2}, \quad (11)$$

式中  $V_1$  为滤波电路输入电压基波电压幅值,  $V_i$  为第  $i$  次谐波幅值。对于输出电压,根据 THD 定义,输出电压谐波系数 THD 为:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=N-2}^{\infty} V_{Li}^2}, \quad (12)$$

式中  $V_{Li}$  为  $V_i$  经 LC 滤波电路衰减后的幅值,则  $V_{Li}$  为:

$$V_{Li} = \frac{V_i}{(if_r/f_0)^2 - 1}, \quad (13)$$

其中  $f_0$  为滤波电路谐振频率,计算公式为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}, \quad (14)$$

把式(13)代入式(12)可得:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=N-2}^{\infty} \left( \frac{V_i}{i^2 f_r^2 / f_0^2 - 1} \right)^2}, \quad (15)$$

由式(15)可得:

$$THD \leq \frac{\sqrt{\sum_{i=N-2}^{\infty} V_i^2}}{V_1} \times \frac{1}{(N-2)^2 f_r^2 / f_0^2 - 1}, \quad (16)$$

把式(11)和式(14)代入式(16)可得:

$$THD \leq \frac{THD_1}{4\pi^2 LC(N-2)^2 f_r^2 - 1}, \quad (17)$$

根据 SPWM 工作原理,考虑到调制比接近 1<sup>[16]</sup>:

$$THD_1 \leq 100\%, \quad (18)$$

选取  $L=0.42 \text{ mH}$ ,  $C=143 \text{ }\mu\text{F}$ ,把式(18)代入式(17)可得:

$$THD \leq 2\%. \quad (19)$$

#### 4.2.3 最高单次谐波系数

设输出电压第  $t$  次谐波的谐波系数最大,  $V_{L_t}$  为第  $t$  次谐波幅值,根据最高单次谐波系数 ( $HF_{\max}$ ) 的定义,有:

$$HF_{\max} = \frac{V_{L_t}}{V_1}, \quad (20)$$

由式(20)可得:

$$HF_{\max} = \frac{V_{L_t}}{V_1} \leq \frac{1}{V_1} \sqrt{\left(\sum_{i=N-2}^{\infty} V_{L_i}^2\right)}, \quad (21)$$

把式(12)和式(19)代入式(21)可得:

$$HF_{\max} \leq 2\%. \quad (22)$$

#### 4.2.4 电压变化率及输出功率

首先选取变压器变比  $k$ 。变压器需要将低压直流电压升压为幅值  $U_m=311 \text{ V}$  的交流输出电压,考虑直流输入电压最小的情况,即  $V_{D\min}=20 \text{ V}$ 。由于采用 SPWM 调制,有  $k \geq U_m/V_{DN}=15.55$ 。留有一定裕量,取  $k=19$ 。

控制器 PI 参数采用极点配置<sup>[17]</sup>的方法进行计算。由式(10)可得,系统特征方程为:

$$D(s) = LCs^4 + (r + kV_D K_{ip})Cs^3 + (kV_D K_{vp} K_{ip} + kV_D K_{ii} C + 1)s^2 + kV_D (K_{vp} K_{ii} + K_{vi} K_{ip})s + kV_D K_{ii} K_{vi}, \quad (23)$$

假设闭环系统的期望主导极点为  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ ,非主导极点远离主导极点,设为  $s_{3,4} = -10\zeta\omega_n$ ,从而利用期望特征根计算得到期望特征方程:

$$D(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \times (s + 10\zeta\omega_n)^2, \quad (24)$$

式(24)中阻尼比  $\zeta$  和自然频率  $\omega_n$  分别为期望值。一般取  $\zeta=0.8$ ,此时具有合适的超调以及较快的响应速度。正弦波周期为  $0.02 \text{ s}$ ,设置系统  $2\%$ 调节时间  $T_s$  为正弦波周期的十分之一,以实现较快的响应速度,即  $T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} = 0.002 \text{ s}$ ,代入

$\zeta$  可得  $\omega_n=2500$ 。当  $\omega_n$  取更大值时可获得更短的调节时间,综合考虑稳定性和响应速度从而确定  $\zeta$  和  $\omega_n$ 。杂散电阻取  $r=0.1 \text{ }\Omega$ ,把数据  $k=19$ ,  $V_D=24 \text{ V}$  代入式(23)中,然后联立式(23)和式(24)解得控制器 PI 参数:  $K_{vp}=0.52$ ,  $K_{vi}=970$ ,  $K_{ip}=0.036$ ,  $K_{ii}=260.5$ 。可以采用 DSP 实现 PI 算法。

在确定控制器 PI 参数后还需要确定输入参考正弦电压幅值  $U_r$ 。

在工频  $f_N=50 \text{ Hz}$  情况下,将  $s=j2\pi f_N$  代入式(8)~式(10)中,然后联立,可得实际输出电压:

$$U_m = 1.0151U_r - 0.000144e^{j0.7211} \times I_{L\text{load}}, \quad (25)$$

由于式(25)中负载扰动带来的压降很小,在此取  $1.0151U_r$  略大于  $U_{mN}$ ,则可确定  $U_r=306.47 \text{ V}$ 。式(25)可重写为:

$$U_m = 311.1 - 0.000144e^{j0.7211} \times I_{L\text{load}}, \quad (26)$$

在得到  $U_m$  表达式后,需要确定当  $P_o \geq 6 \text{ kW}$  时的电压变化率。在额定电压及  $P_o=6.1 \text{ kW}$  情况下,  $R=7.93 \text{ }\Omega$ ,则有:

$$I_{L\text{load}} = \frac{U_m}{R}, \quad (27)$$

把式(27)代入式(26)中,可以计算得到实际输出电压  $U_m=311.09 \text{ V}$ ,实际输出功率  $P_o=6.12 \text{ kW}$ ,电压变化率如式(28)所示,小于  $1\%$ 。

$$\frac{U_m - U_{mN}}{U_{mN}} \times 100\% = 0.029\%. \quad (28)$$

### 4.3 设计结果及分析

#### 4.3.1 设计结果

根据上述计算分析,可得到独立光伏逆变器的设计结果,如表 1 所示。可以表明系统不仅能够满足性能指标的要求,而且优于指标要求值。

表 1 光伏逆变器设计结果

Tab. 1 Design results of photovoltaic inverter

性能	指标要求值	设计值
额定输出电压幅值/V	311	311
电压变化率	$\leq 1\%$	0.03%
输出电压频率/Hz	$50 \pm 0.1$	$50 \pm 0.1$
输出功率/kW	$\geq 6$	6.1
THD	$\leq 5\%$	$\leq 2\%$
最高单次谐波	$\leq 3\%$	$\leq 2\%$

### 4.3.2 输入电压扰动影响的分析

直流输入电压存在波动,会使系统数学模型参数改变,因此有必要考察电压波动对系统输出的影响。由于可以迅速调节控制器,在此考虑输入电压波动对系统输出电压变化率的影响。波动后输入电压值  $V_D$  取值范围如式(29)所示:

$$20 \text{ V} \leq V_D \leq 30 \text{ V} \quad (29)$$

已知  $s=j \times 100\pi$ ,在  $V_D$  的变化范围内,把式(29)代入式(10)中,可以得到  $U_m$  曲线(如图 8 所示)。图 8 中可以得到  $U_m=311.16 \text{ V}$ ,则电压变化率为  $0.05\%$ ,输入电压波动对电压变化率影响较小。

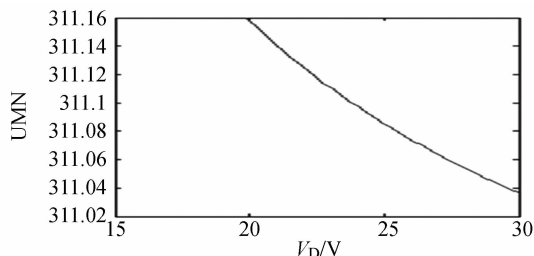


图 8 输出电压幅值曲线

Fig. 8 Magnitude curve of output voltage

## 5 逆变器仿真

### 5.1 系统频域响应仿真

如图 9 所示可得系统具有  $65.2^\circ$  的相位裕度。从图 10 闭环系统阶跃响应中可得,系统  $1\%$  调节时间为  $0.002 \text{ s}$ 。故系统具有良好的稳定性,并且响应迅速。

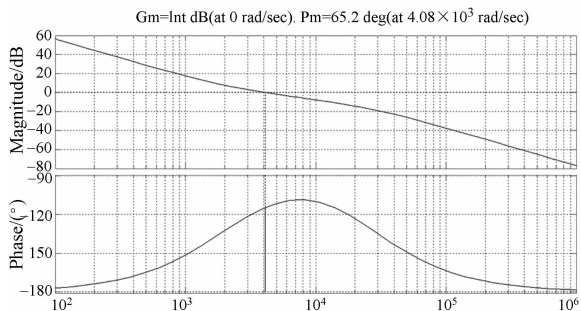


图 9 开环系统波特图

Fig. 9 Bode diagram of open loop system

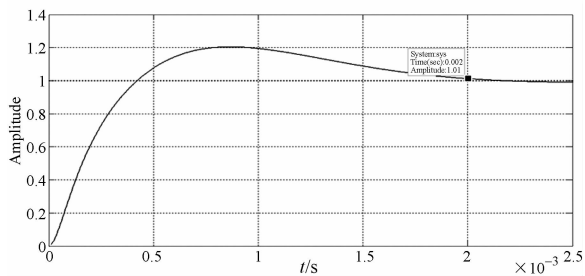


图 10 闭环系统单位阶跃响应

Fig. 10 Unit step response of closed loop system

### 5.2 逆变器电路仿真

依据图 2 所示电路和式(8)所示系统数学模型,分别在最小和最大输入电压情况下,对逆变器进行工作状态仿真。

#### 5.2.1 输入电压 $V_D = V_{Dmin}$ 时逆变器工作状态

输入电压  $V_D = V_{Dmin}$  时,输出电压波形如图 11 所示。输出电压谐波分析如图 12 所示,  $U_m = 311.1 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $THD = 1.03\%$ ,最高单次谐波系数  $< 3\%$ 。电压变化率为  $0.03\%$ 。

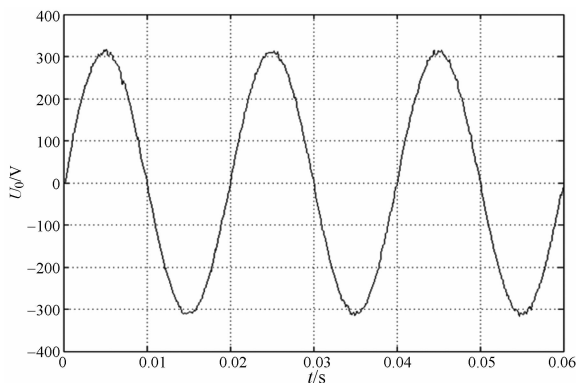


图 11  $V_D = V_{Dmin}$  时输出电压波形

Fig. 11 Curve of output voltage when  $V_D = V_{Dmin}$

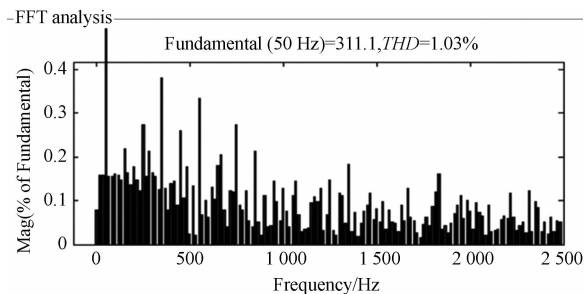


图 12 输出电压谐波分析

Fig. 12 Harmonic analysis of output voltage

输出电流波形如图 13 所示,输出电流幅值  $I_m=39.2\text{ A}$ ,计算得  $P_o=6.1\text{ kW}$ ,故满足性能要求。

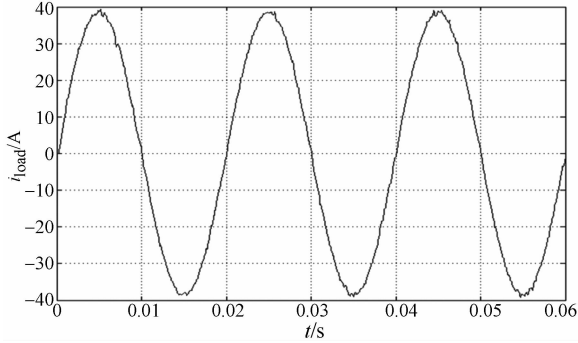


图 13  $V_D=V_{Dmin}$ 时输出电流波形

Fig. 13 Curve of output current when  $V_D=V_{Dmin}$

### 5.2.2 输入电压 $V_D=V_{Dmax}$ 时逆变器工作状态

输入电压  $V_D=V_{Dmax}$ 时,输出电压波形如图 14 所示。输出电压谐波分析如图 15 所示,  $U_m=311.1\text{ V}$ ,  $f=50\text{ Hz}$ ,  $THD=0.97\%$ ,最高单次谐波系数  $<3\%$ 。电压变化率为  $0.03\%$ 。输出电流波形如图 16 所示,输出电流幅值  $I_m=39.86\text{ A}$ ,计算得  $P_o=6.2\text{ kW}$ ,故逆变器满足性能要求。

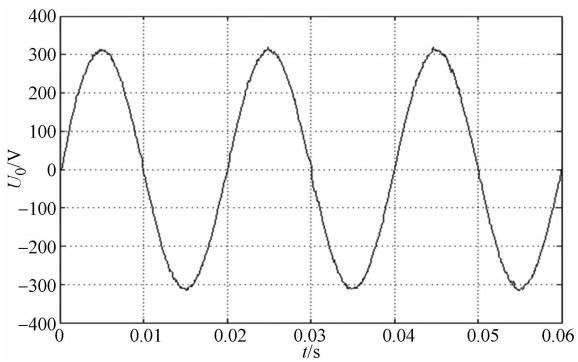


图 14  $V_D=V_{Dmax}$ 时输出电压波形

Fig. 14 Curve of output voltage when  $V_D=V_{Dmax}$

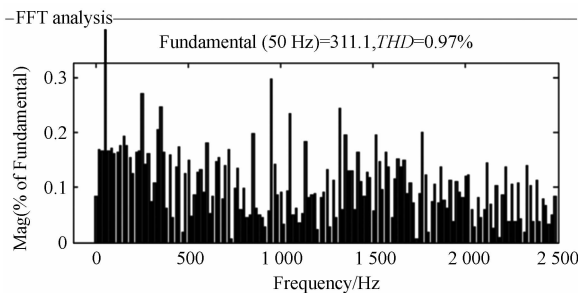


图 15 输出电压谐波分析

Fig. 15 Harmonic analysis of output voltage

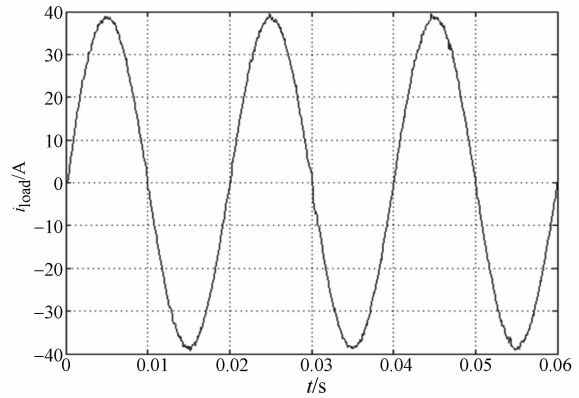


图 16  $V_D=V_{Dmax}$ 时输出电流波形

Fig. 16 Curve of output current when  $V_D=V_{Dmax}$

### 5.2.3 负载扰动分析

负载从半载突变为额定负荷时,输出电压、电流波形如图 17 和图 18 所示,电压变化率为  $0.32\%$ ,系统快速达到新的稳定。从系统的频域仿真以及电路仿真结果可以看到,其具有良好的稳定性,抗扰动性,输出能够满足性能要求。

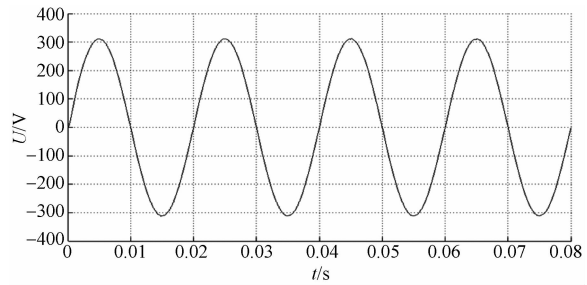


图 17 负载突变时输出电压波形

Fig. 17 Curve of output voltage when load changes

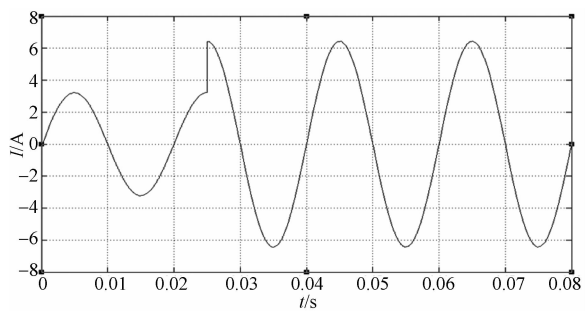


图 18 负载突变时输出电流波形

Fig. 18 Curve of output current when load changes

## 6 结 论

针对有波动的低压输入的独立光伏逆变器,

提出一种采用双闭环控制的系统组成,并介绍了其工作原理,在此基础上对主要部件及总体建立数学模型。在设计举例中,给出了基于极点配置的控制器参数计算过程,并对设计结果进行了分析,计算表明输入电压波动对逆变器电压变化率影响较小。仿真结果显示,在输入电压波动范围

内所设计的光伏逆变器输出电压频率为 50 Hz,幅值为 311.1 V,电压变化率为 0.03%;输出电压 THD 为 1.03%,最高单次谐波含量小于 3%,能够满足性能指标。所建模型,设计思路及仿真同样适用于特殊光伏发电领域中更大功率逆变器的设计。

### 参考文献:

- [1] 张熙霖,武鑫,吴志民,等. 风力/光伏/波浪能混合发电系统的应用研究[J]. 可再生能源,2004,(2):42-44.  
ZHANG X L, WU X, WU ZH M, *et al.*. Research on wind/photovoltaic/wave energy hybrid system applications on islands[J]. *Renewable Energy*, 2004, (2):42-44. (in Chinese)
- [2] PENG F Z. Z-source inverter [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39 (2): 504-510.
- [3] 单庆晓,李永东,潘孟春,等. 级联型逆变器的新进展[J]. 电工技术学报,2004,19(2):1-9.  
SHAN Q X, LI Y D, PAN M CH, *et al.*. A review on cascaded inverter [J]. *Transactions of CHINA Electrotechnical Society*, 2004, 19(2):1-9. (in Chinese)
- [4] KNIGHT J, SHIRSAVAR S, HOLDERBAUM W. An improved reliability Cuk based solar inverter with sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006,21(4):1107-1115.
- [5] 李波. 基于模糊自整定 PI 双闭环控制的太阳能逆变电源的研制[D]. 武汉:武汉理工大学,2006.  
LI B. *The Design of Photovoltaic Inverter Power Supply with Double Close Loop Control Based on Fuzzy Self Tuning PI*[D]. Wuhan:Wuhan University of Technology, 2006. (in Chinese)
- [6] 胡雪峰,谭国俊. SPWM 逆变器复合控制策略[J]. 电工技术学报,2008,23(4):87-92,118.  
HU X F, TAN G J. The multiple control strategy for SPWM inverter [J]. *Transactions of CHINA Electrotechnical Society*, 2008, 23(4):87-92,118. (in Chinese)
- [7] KAWAMURA A, CHUARAYAPRATIP R, HANEY-OSHI T. Deadbeat control of PWM inverter with modified pulse patterns for uninterruptible power supply [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1988, 35 (2):295-300.
- [8] 吴晗平. 光电系统设计基础[M]. 北京:科学出版社,2010.  
WU H P. *The Foundation of Optical System Design* [M]. Beijing: Science Press, 2010. (in Chinese)
- [9] 何超,吴晗平,胡大军,等. 太阳能光伏/光热综合利用的温控系统设计[J]. 光电技术应用,2009,24(6):14-18.  
HE CH, WU H P, HU D J, *et al.*. Design of temperature control system with integrated utilization of solar photovoltaic-thermal(PV/T) effects [J]. *Electro-optic Technology Application*, 2009, 24(6):14-18. (in Chinese)
- [10] NEJABATKHAH F, DANYALI S, HOSSEINI S H, *et al.*. Modeling and control of a new three-input DC-DC boost converter for hybrid PV/FC/battery power system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(5):2309-2324.
- [11] RIFFONNEAU Y, BACHA S, BARRUEL F, *et al.*. Optimal power flow management for grid connected PV systems with batteries [J]. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011, 2(3):309-320.
- [12] 陈东华. 瞬时值控制逆变器技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2003.  
CHEN D H. *Research on instantaneous control inverter technique*[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2003. (in Chinese)
- [13] 林旭成,杨苹,吕茵,等. 基于 DSP 的并网逆变系统研究[J]. 低压电器,2010,(12):14-16.  
LIN X CH, YANG P, LV Y, *et al.*. Research of grid-connected inverter based on DSP [J]. *Low Voltage Apparatus*, 2010, (12):14-16. (in Chinese)
- [14] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2011.  
XU D H. *Modeling and Control of Power Electronics System* [M]. Beijing: China Machine

- Press, 2011. (in Chinese)
- [15] 曹立威, 吴胜华, 张承胜, 等. SPWM 谐波分析的一般方法[J]. 电力电子技术, 2002, 36(4):62-65.  
CAO L W, WU SH H, ZHANG CH SH, *et al.*. A general method of SPWM harmonic analysis[J]. *Power Electronics*, 2002, 36(4): 62-65. (in Chinese)
- [16] 曹长松, 李曼. 逆变器 SPWM 载波频率选取的计算方法[J]. 电力电子技术, 2012, 46(5):62-65.  
CAO CH S, LI M. Mathematic approach to selecting SPWM carrier frequency of inverter[J]. *Power Electronics*, 2012, 46(5):62-65. (in Chinese)
- [17] 周樑. PWM 逆变电源瞬时值反馈控制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2006.  
ZHOU L. *Research on the instantaneous feedback technology of PWM inverters*[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2006. (in Chinese)

#### 作者简介:



吴巍(1990—),男,湖南常德人,博士研究生,主要研究方向为光伏发电及其控制技术与设计。E-mail: wuweiceee@gmail.com

(版权所有 未经许可 不得转载)