

# 调频式串联谐振试验电源数字控制器设计

黄新波, 刘 斌, 张周熊, 乔卫中, 姬林垚

(西安工程大学 电子信息学院, 陕西 西安 710048)

**摘要:** 基于状态反馈的观点, 引入极点配置算法, 设计了基于负载电流前馈的滤波电感电流内环、滤波电容电压外环的双环控制器, 同时为了避免电感电流的直接测量, 设计了状态观测器对电感电流进行观测。仿真与实验结果表明所设计的控制器可以较好地保证调频式串联谐振试验电源输出电压波形的正弦化与稳定性, 有利于在扫频时准确地锁定高压回路的谐振频率, 同时可以保证交流耐压试验时为高压回路提供良好的正弦输入电压。

**关键词:** 串联谐振; 装置电源; 状态反馈; 极点配置; 交流耐压试验

**中图分类号:** TM 91

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.07.021

## 0 引言

近年来, 串联谐振试验电源在电力系统交流耐压试验中得到了广泛应用, 国外产品主要是基于调感式原理通过调节串联电抗器来实现和被测容性试品的谐振参数匹配, 从而产生谐振高压, 但这种装置体积过于庞大, 维护运输困难。国内主要是基于调频式原理来设计串联谐振试验电源, 这样缩小了装置的体积, 方便操作运输<sup>[1-4]</sup>。文献[1-2]主要针对串联谐振电源的工作原理、电路拓扑结构及一些滤波参数进行了详细讨论。文献[3]提出了对串联谐振试验电源的电压控制策略, 其采用电压有效值与给定值的误差经比例积分调节得到调制比, 从而对电压进行控制, 但是没有给出具体的控制参数配置过程。文献[4]针对电压调节提出应用自适应比例积分控制器的以电网电流为内环、直流电容电压为外环的双闭环控制策略, 电压调节由三相脉宽调制(PWM)整流电路实现, 这种控制方式动静态性能良好, 但设计过程较为复杂。根据调频式串联谐振试验电源的应用对象与功能, 其关键问题是寻找出准确的谐振频率并进行调压控制, 为了准确锁定谐振频率, 在扫频过程中需要保持试验电源输出电压波形的正弦化与良好稳定性; 在交流耐压试验过程中同样需要保证给高压回路输入良好的正弦电压波形。故整个系统的核心是调频式串联谐振试验电源中的逆变器及对它的电压控制。

本文通过建立逆变器的数学模型, 采用基于负载电流前馈的滤波电感电流内环<sup>[5]</sup>、滤波电容电压

外环的双环控制策略<sup>[6-7]</sup>对调频式串联谐振试验电源输出电压进行实时控制。电流内环采用比例控制器, 电压外环采用比例积分控制器<sup>[8-10]</sup>。通过状态反馈观点证明所提双环控制策略可以对逆变器的极点进行任意配置<sup>[11]</sup>, 利用极点配置算法设计控制器参数的过程简单, 调频式串联谐振试验电源可达到较好的响应速度和稳态精度。由于整个串联谐振装置在硬件上没有设计检测电感电流的电路, 故需要设计状态观测器对电感电流进行观测。

## 1 调频式串联谐振试验电源系统模型

调频式串联谐振试验电源的主电路如图1所示, 它由三相整流滤波电路、H桥逆变电路、励磁升压变压器及高压试验回路组成。通过高压试验回路中的补偿电抗器 $L_2$ 与高压试验回路等效电容 $C_e$  ( $C_e$ 由被试品等效电容 $C_x$ 及电容分压器电容电路 $C_3-C_4$ 等效而成)在频率 $f_0=1/(2\pi\sqrt{L_2C_e})$ 处产生谐振<sup>[1]</sup>, 从而在 $C_x$ 两端产生试验高压 $u_c=Qu_1(Q=\sqrt{L_2/C_e}/R_L)$ 为高压试验回路的品质因数, 一般取值为30~80,  $R_L$ 为高压试验回路等效串联电阻)。此时高压试验回路呈阻性, 逆变器输出的功率为 $P=u_1^2/R_L$ , 被试品吸收的无功功率为 $Q_G=2\pi f_0 C_x u_c^2 \approx u_c u_1 / R_L = QP$  (在分压器电容相对试品等效电容很小且可忽略的情况下), 其与补偿电抗器进行无功能量的交换, 可见, 谐振时调频式串联谐振试验电源只需发出较少的有功功率便可在被试品上产生较大的无功功率, 从而在被试品上产生较高的试验电压。

忽略励磁变压器的励磁阻抗, 将其看作一理想变压器, 并将高压回路元件参数折算到变压器的原边等效为负载阻抗 $Z$ , 将三相整流滤波后的直流电压等效为一个直流电压源 $U_d$ , 系统简化后的等效电路如图2所示。图中,  $L$ 为输出滤波电感;  $C$ 为输出

收稿日期: 2015-03-08; 修回日期: 2016-05-19

基金项目: 教育部“新世纪优秀人才支持计划”(NCET-11-1043); 陕西省重点科技创新团队计划(2014KCT-16)

Project supported by the Program for New Century Excellent Talents in Universities by Education Department (NCET-11-1043) and Key Technological Innovation Team Program in Shaanxi Province (2014KCT-16)

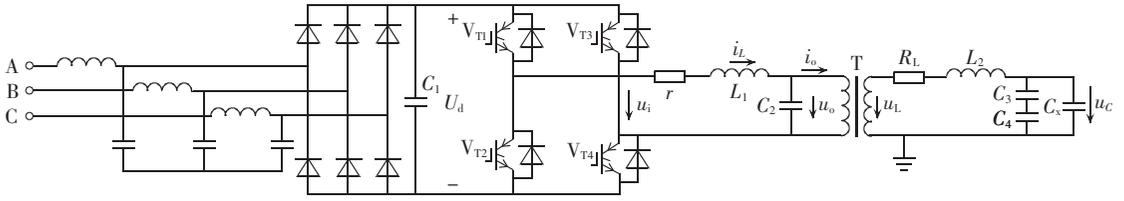


图 1 调频式串联谐振试验电源主电路

Fig.1 Main circuit of frequency-tuned series resonance power source

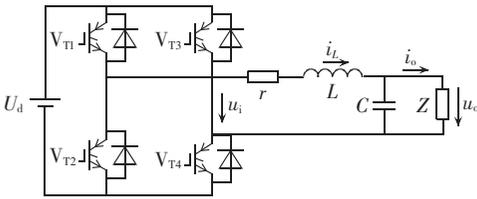


图 2 系统简化后的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of simplified system

滤波电容;  $r$  为滤波电感、开关导通压降以及死区等各种阻尼因素综合的电阻<sup>[12-13]</sup>;  $u_i$  为逆变桥输出的 PWM 电压;  $u_o$  为负载电压, 可以实时检测得到;  $i_o$  为负载电流, 可以实时检测得到;  $i_L$  为电感电流。

将负载电压  $u_o$  和电感电流  $i_L$  作为状态变量, 逆变电路输出电压  $u_i$  作为输入量, 负载电流  $i_o$  看作扰动输入, 负载电压  $u_o$  作为输出量, 可得逆变器的连续状态空间模型为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u_i + \mathbf{E}i_o \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} u_o \\ i_L \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{y} = [u_o], \mathbf{C} = [1 \ 0]$$

## 2 双环控制系统设计

为了改善调频式串联谐振试验电源电压波形质量, 同时在出现故障时对其进行快速的限流保护, 本文采用带负载电流前馈的电感电流内环、电容电压外环的双环控制策略, 其控制框图如图 3 所示。图中,  $u_r$  为参考输入电压;  $G_u = k_{up} + \frac{k_{ul}}{s}$  为电压外环调节器;  $G_i = k_i$  为电流内环调节器。图 3 的等效控制框图如图 4 所示。

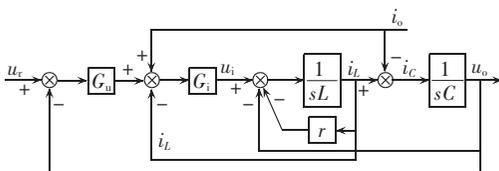


图 3 本文设计的双环控制框图

Fig.3 Block diagram of designed dual-loop controller

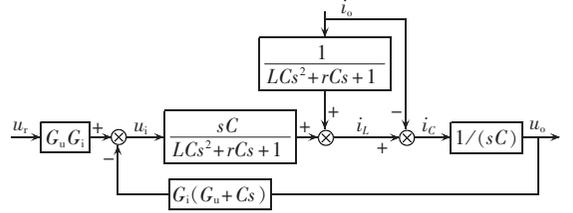


图 4 带负载电流前馈的双环等效控制框图

Fig.4 Equivalent block diagram of dual-loop controller with load current feed-forward

可知, 系统的传递函数如式(2)所示。

$$U_o(s) = \frac{(k_1 k_{up} s + k_1 k_{ul}) U_r(s)}{LCs^3 + (rC + k_1 C)s^2 + (1 + k_1 k_{up})s + k_1 k_{ul}} - \frac{(Ls^2 + rs) I_o(s)}{LCs^3 + (rC + k_1 C)s^2 + (1 + k_1 k_{up})s + k_1 k_{ul}} \quad (2)$$

其中,  $U_o(s)$ 、 $U_r(s)$  和  $I_o(s)$  分别为  $u_o$ 、 $u_r$  和  $i_o$  的拉氏变换。则系统的特征多项式为:

$$D(s) = LCs^3 + (rC + k_1 C)s^2 + (1 + k_1 k_{up})s + k_1 k_{ul} \quad (3)$$

由于该连续系统完全可控, 可由给定的期望极点结合式(3)求出连续域下的调节器参数。由图 4 可知, 以逆变电路输出电压  $u_i$  作为反馈点时, 反馈通道传递函数为:

$$F(s) = G_i(G_u + Cs) = k_1 k_{ul} / s + k_1 k_{up} + k_1 Cs \quad (4)$$

式(4)表明系统等效控制可以看作是对输出电压  $u_o$  的积分、比例、微分的总和进行状态反馈。由于  $k_1 u_o Cs = k_1 i_c$ , 而本文已经选用电感电流  $i_L$  作为其中的一个状态变量, 故针对式(4)可再设一状态变量

$x_1 = \int u_o dt$ 。在进行数字控制时, 设采样周期为  $T$ , 则逆变器零阶保持器下的离散状态空间表达式为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d u_i(k) + \mathbf{E}_d i_o(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (5)$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ u_o(k) \ i_L(k)]^T, \mathbf{y}(k) = u_o(k)$$

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T}, \mathbf{B}_d = \int_0^T e^{\mathbf{A}t} dt \mathbf{B}_1$$

$$\mathbf{E}_d = \int_0^T e^{\mathbf{A}t} dt \mathbf{E}_1, \mathbf{C}_d = \mathbf{C}_1$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \\ 0 & -1/L & -r/L \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_1 = [0 \ 1 \ 0]$$

通过计算矩阵的能控性可知,该系统完全能控,并且通过状态反馈可以任意配置系统的极点。考虑将易产生振荡的弱阻尼空载情况作为设计对象<sup>[12]</sup>,不考虑负载电流的扰动输入影响,这样也便于控制器的设计。由以上分析可知闭环系统属于三阶系统,设在连续域下期望的 2 个闭环主导极点为  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ,非主导极点为  $s_3 = -n\zeta\omega_n$ ,则对应离散域下 2 个主导极点为  $z_{1,2} = e^{-\zeta\omega_n T} [\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} T) \pm j\sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} T)]$ ,非主导极点为  $z_3 = e^{-n\zeta\omega_n T}$ 。其中,  $\zeta$  为系统阻尼系数;  $\omega_n$  为系统自然振荡频率;  $n$  为常数,一般取  $10^{[10]}$ 。根据求出的离散域下的极点,设状态反馈增益矩阵为  $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ ,结合上述系统的离散状态方程可以利用 MATLAB 中的系统极点配置函数直接求出状态反馈增益矩阵  $\mathbf{K}$ ,  $\mathbf{K}$  与式(4)有如下关系:  $k_1 = k_1 k_{u1}$ ,  $k_2 = k_1 k_{u2}$ ,  $k_3 = k_1$ 。从而求得调节器  $G_u$  和  $G_i$  的参数如下:  $k_{u2} = k_2/k_3$ ,  $k_{u1} = k_1/k_3$ ,  $k_1 = k_3$ 。

### 3 状态观测器的分析与设计

本文采用带负载电流前馈的滤波电感电流内环、电容电压外环双环控制策略。由于整个串联谐振装置根据系统需要设置了滤波电容电压检测电路和逆变器负载电流检测电路,而没有专门的电感电流检测电路,所以基于上述的双环控制策略需要构造状态观测器对电感电流进行观测来代替直接检测<sup>[14-16]</sup>。系统采样周期为  $T$ ,由式(1)可直接得到对应的离散状态表达式为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}_1 u_i(k) + \mathbf{H}_2 i_o(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{H}_1$ ,  $\mathbf{H}_2$ ,  $\mathbf{C}$  分别为式(1)中  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{C}$  离散化后的矩阵。为了减小模型估计值与实际值之间的误差,对状态观测器引入输出反馈,设输出反馈矩阵为  $\mathbf{H} = [h_1 \ h_2]^T$ ,则对应状态观测器方程为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(k+1) = (\mathbf{G} - \mathbf{H}\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{H}_1 u_i(k) + \mathbf{H}_2 i_o(k) + \mathbf{H}\mathbf{y}(k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k) \end{cases} \quad (7)$$

由分离定理可知,若被控系统可控可观测,用状态观测器估值形成状态反馈时,系统的极点配置和观测器设计可分别独立进行。但是观测器的极点不能任意配置,一般将其选为系统极点的 3~5 倍<sup>[15]</sup>。根据期望的观测器闭环极点和观测器的特征方程  $|\lambda\mathbf{I} - (\mathbf{G} - \mathbf{H}\mathbf{C})| = 0$  ( $\lambda$  为观测器的期望极点;  $\mathbf{I}$  为与  $\mathbf{G}$  阶数相等的单位矩阵)可求出输出反馈矩阵  $\mathbf{H}$ 。

### 4 仿真与分析

根据上述双闭环控制策略,采用单极性倍频调制方式进行仿真。仿真参数如下:系统额定功率为

6 kV·A;输出电压频率范围为 30~300 Hz;直流母线电压  $U_d = 311$  V;滤波电感  $L = 0.8$  mH,  $r = 0.78$   $\Omega$ ,滤波电容  $C = 10$   $\mu$ F;载波频率  $f_c = 10$  kHz;  $\omega_n = 12000$  rad/s,  $\zeta = 0.7$ ;仿真选择的励磁变压器为理想变压器,其变比为 250 V/900 V,所以仿真时选择的调制比为  $M = 250/311 \approx 0.8$ ,即输出幅值为 250 V 的电压加到励磁变压器的低压侧。高压回路试验设备参数为:级联的补偿电抗器总电感约为 220 H,被试品的等效电容约为 4.5 nF,谐振回路的等效直流电阻约为 1300  $\Omega$ ,按如上参数进行仿真设置,可得系统的谐振频率  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{220 \times 4.5 \times 10^{-9}}) \approx 159.96$  (Hz)  $\approx 160$  (Hz)。

通过上述方法计算可以得到:  $k_{u2} = 0.14327$ ,  $k_{u1} = 1211.72$ ,  $k_1 = 79.86$ ,  $\mathbf{H} = [0.93303 \ -0.075]^T$ 。

图 5 为频率等于 30 Hz(此时高压回路呈容性)时的调频式串联谐振试验电源输出波形;图 6 为频率等于 160 Hz(此时高压回路发生谐振,回路呈阻性)时的调频式串联谐振试验电源输出波形;图 7 为频率等于 300 Hz(此时高压回路呈感性)时的调频式串联谐振试验电源输出波形。图 5—7 中,THD 表示总谐波失真率。

由图 5—7 可以看出,在 3 种频率情况下,即高压回路呈现容性、阻性、感性情况下,开环时调频式串联谐振试验电源输出电压的波形畸变较大,且基波幅值与期望值的偏差相对于双环控制时也较大,不利于扫频时谐振频率的准确寻找,在交流耐压试验时给高压回路提供的电压波形正弦化程度也不好。采用本文设计的带负载电流前馈的双环控制策略后,可以看出波形正弦化程度有所提高,与期望值的偏差也有所降低。因此,本文所提双环控制策略有利于提高扫频的准确性并在交流耐压试验时给高压回路输入良好的正弦电压波形。

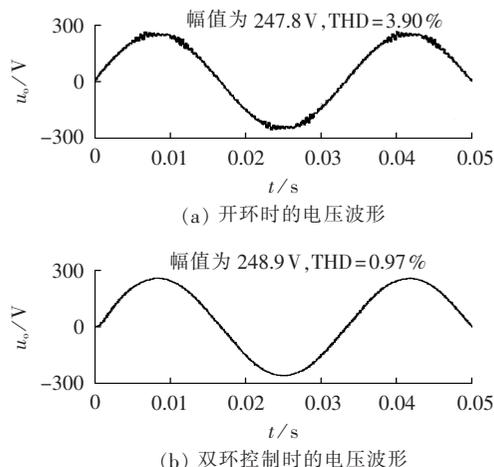
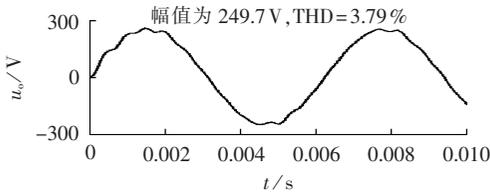
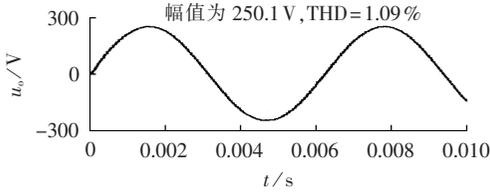


图 5 频率为 30 Hz 时调频式串联谐振试验电源输出波形(高压回路呈容性)

Fig.5 Output voltage waveforms of frequency-tuned series resonance power source, when frequency is 30 Hz(HV loop is capacitive)



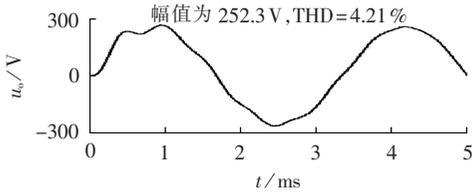
(a) 开环时的电压波形



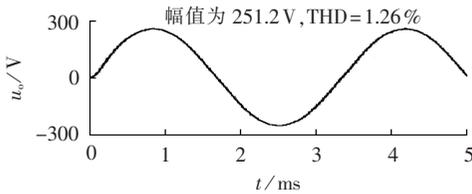
(b) 双环控制时的电压波形

图 6 频率为 160 Hz 时调频式串联谐振试验电源输出波形(高压回路呈阻性)

Fig.6 Output voltage waveforms of frequency-tuned series resonance power source,when frequency is 160 Hz(HV loop is resistive)



(a) 开环时的电压波形



(b) 双环控制时的电压波形

图 7 频率为 300 Hz 时调频式串联谐振试验电源输出波形(高压回路呈感性)

Fig.7 Output voltage waveforms of frequency-tuned series resonance power source,when frequency is 300 Hz(HV loop is inductive)

### 5 实验结果与分析

基于以上原理,设计了一台输出功率可达  $6\text{ kV}\cdot\text{A}$  的变频式串联谐振试验电源,控制芯片型号为 TMS320F28335,实验参数与仿真中所述的相同,按照参考文献[18]进行相应操作。在进行耐压试验前需要进行谐振频率寻找,扫频时以  $1\text{ Hz/s}$  的步进量进行,此时逆变器输出电压不需要很高,本文扫频时的电压为  $20\text{ V}$ ,但需要保持逆变器在各个频率处的输出电压波形良好且稳定,以保证扫频的准确性,装置扫频所得的高压回路谐振频率为  $164\text{ Hz}$ 。图 8 为扫频时  $44\text{ Hz}$ (此时高压回路呈容性)的逆变器输出波形;图 9 为扫频时  $164\text{ Hz}$ (此时高压回路呈阻性)的逆变器输出波形;图 10 为扫频时  $272\text{ Hz}$ (此时高压回路呈感性)的逆变器输出波形;图 11 为进行交流耐压试验时逆变器输出电压经变压器升压后

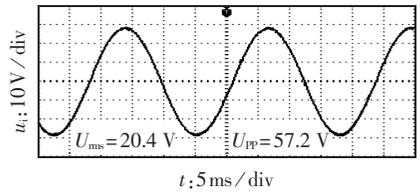


图 8 扫频时频率为 44 Hz 时的逆变器输出电压波形

Fig.8 Output voltage waveform of inverter when frequency is 44 Hz during frequency sweep

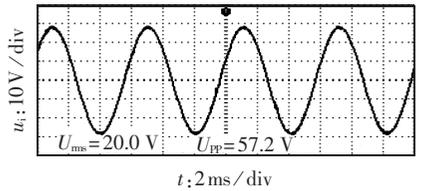


图 9 扫频时频率为 164 Hz 时的逆变器输出电压波形

Fig.9 Output voltage waveform of inverter when frequency is 164 Hz during frequency sweep

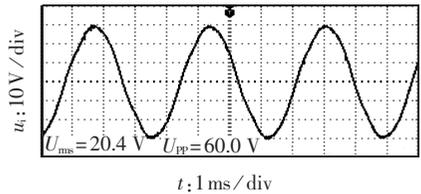


图 10 扫频时频率为 272 Hz 时的逆变器输出电压波形

Fig.10 Output voltage waveform of inverter when frequency is 272 Hz during frequency sweep

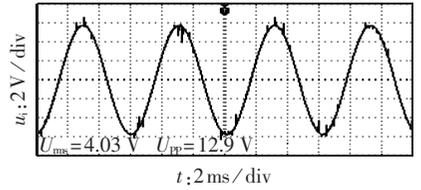


图 11 进行 20 kV 交流耐压试验时,被试品两端电压经 5 000:1 分压器测得的电压波形

Fig.11 Voltage waveform measured via 5 000:1 voltage divider during 20 kV AC voltage withstanding test

在高压谐振回路被试品上产生  $20\text{ kV}$  的试验高压,经  $5000:1$  电容分压器测得的波形,其相对于逆变器输出的波形较差,但完全满足电力耐压试验要求。从图中可以看出,利用本文设计的带负载电流前馈的双环控制器可以有效地保证逆变器输出电压波形的良好与稳定,从而可以满足电力耐压试验的要求。

### 6 结论

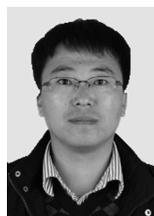
本文针对调频式串联谐振试验电源输出电压波形进行数字控制技术的研究,设计了带负载电流前馈的滤波电感电流内环、电容电压外环的双环控制器,利用状态反馈的观点,通过极点配置算法可以方便地求

出控制器参数,同时设计的电感电流观测器可以很好地对电感电流进行观测。仿真与实验结果表明,本文所提双环控制策略可以有效地保证在不同频率下输出波形都具有良好的正弦化程度和稳定性,有利于扫频时准确地寻找到谐振频率以及交流耐压试验时为后续高压试验回路提供良好的正弦输入电压波形。

### 参考文献:

- [1] 黄新波,程文飞,张周熊,等. 智能型高压变频串联谐振试验电源设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):157-161.  
HUAHG Xinbo,CHENG Wenfei,ZHANG Zhouxiang,et al. Design of intelligent high-voltage and variable frequency power source [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(8):157-161.
- [2] 徐先勇,罗安,方璐,等. 新型调频式谐振特高压试验电源的参数设计与实现[J]. 中国电机工程学报,2009,29(10):24-30.  
XU Xianyong,LUO An,FANG Lu,et al. Parameters design and realization of novel UHV frequency-tuned resonant test power supply[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(10):24-30.
- [3] 丁干,徐至新,陈方亮,等. 串联谐振耐压试验系统自动调频电源的研究[J]. 电力电子技术,2006,40(6):18-21.  
DING Gan,XU Zhixing,CHEN Fangliang,et al. Study on frequency tuned power supply of ACRF system[J]. Power Electronics,2006,40(6):18-21.
- [4] 徐先勇,罗安,方璐,等. AC/DC/AC 调频式谐振高压试验电源控制策略[J]. 电力自动化设备,2010,30(2):67-71.  
XU Xianyong,LUO An,FANG Lu,et al. Control strategy of AC/DC/AC high-voltage FTRTPS [J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(2):67-71.
- [5] 张昌盛,段善旭,康勇. 基于电流内环的一种逆变器控制策略研究[J]. 电力电子技术,2005,39(3):14-16.  
ZHANG Changsheng,DUAN Shanxu,KANG Yong. Research on control scheme based on current inner-loop for inverter supply [J]. Power Electronics,2005,39(3):14-16.
- [6] 徐应年,赵阳,谌海涛,等. 电压型逆变电源输出电压 IMC-PID 控制技术[J]. 中国电机工程学报,2007,27(28):90-95.  
XU Yingnian,ZHAO Yang,CHEN Haitao,et al. Research on waveform control technique based on IMC-PID for voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(28):90-95.
- [7] 彭力,张凯,康勇,等. 数字控制 PWM 逆变器性能分析与改进[J]. 中国电机工程学报,2006,26(18):65-70.  
PENG Li,ZHANG Kai,KANG Yong,et al. Performance analysis and improvement of digital controlled PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(18):65-70.
- [8] DENG Heng,ORUGANTI R,SRINIVASAN D. PWM methods to handle time delay in digital control of a UPS inverter[J]. IEEE Power Electronics Letters,2005,3(1):1-6.
- [9] 许爱国,谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术[J]. 中国电机工程学报,2005,25(1):49-53.  
XU Aiguo,XIE Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback [J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(1):49-53.
- [10] 熊能,周亮,张凯,等. 一种高性能的单相逆变器多环控制方案[J]. 电工技术学报,2006,21(12):79-83.  
XIONG Jian,ZHOU Liang,ZHANG Kai,et al. A high precision multi-loop control strategy for single-phase PWM inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(12):79-83.
- [11] 唐诗颖,彭力,康勇. 脉宽调制逆变电源数字双环控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2009,29(15):55-59.  
TANG Shiyong,PENG Li,KANG Yong. Research on dual-loop digital control technique for pulse width modulation inverters [J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(15):55-59.
- [12] 孔雪娟. 数字控制 PWM 逆变电源关键技术研究[D]. 武汉:华中科技大学,2005.  
KONG Xuejuan. The key techniques research on the digital controlled PWM inverter [D]. Wuhan:Huazhong University of Science and Technology,2005.
- [13] 袁凯. 变频串联谐振耐压试验系统的设计与研究[D]. 成都:西南交通大学,2012.  
YUAN Kai. Design and research of the variable-frequency series-resonant voltage withstand testing system [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University,2012.
- [14] PAOLO M. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2005,52(1):206-212.
- [15] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5 版. 北京:科学出版社,2007:440.
- [16] 郭卫农,陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2002,22(9):64-68.  
GUO Weinong,CHEN Jian. Study on digital dual-loop control for inverters based on state-observer [J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(9):64-68.
- [17] LIU Fei,ZHOU Yan,DUAN Shanxu,et al. Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics,2009,56(11):4483-4491.
- [18] 刘玮,肖勇. 220 kV 交联超长电缆现场交流耐压试验[J]. 高压技术,2008,34(4):831-832.  
LIU Wei,XIAO Yong. The AC withstand voltage test on site for 220 kV crosslinking long cable [J]. High Voltage Engineering,2008,34(4):831-832.

### 作者简介:



黄新波

黄新波(1975—),男,山东海阳人,教授,博士后,研究方向为电力系统在线监测理论与技术(E-mail:huangxb1975@163.com);

刘斌(1990—),男,湖北襄阳人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;

张周熊(1987—),男,陕西周至人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

(下转第 155 页 continued on page 155)

DENG Hui,ZHAO Jinqun,WU Xiaochen,et al. Transient stability detection of power system based on perturbed voltage trajectories part I theory and method[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(16):27-32.

[17] 邓晖,赵晋泉,吴小辰,等. 基于受扰电压轨迹的电力系统暂态失稳判别(二)算例分析[J]. 电力系统自动化,2013,37(17):58-63.

DENG Hui,ZHAO Jinqun,WU Xiaochen,et al. Transient stability detection of power system based on perturbed voltage trajectories part II case analysis[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(17):58-63.

#### 作者简介:



赵晋泉

赵晋泉(1972—),男,山西阳泉人,教授,博士,主要研究方向为电力系统稳定分析与控制(E-mail:jqzhao2@tom.com);

章玉杰(1991—),男,江苏南通人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统稳定与控制;

张盼(1992—),男,广西来宾人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统暂态稳定分析与控制;

金小明(1963—),男,湖南邵阳人,教授级高级工程师,主要研究方向为电力系统规划与直流输电技术。

## Development and application of simulation software for large power system transient stability detection technologies based on wide-area response

ZHAO Jinqun<sup>1</sup>,ZHANG Yujie<sup>1</sup>,ZHANG Pan<sup>1</sup>,JIN Xiaoming<sup>2</sup>,FU Chao<sup>2</sup>,LI Hongxin<sup>2</sup>

(1. Research Center for Renewable Energy Generation Engineering,Ministry of Education,Hohai University,Nanjing 210098,China;2. Electric Power Research Institute,CSG,Guangzhou 510080,China)

**Abstract:** The present research in the power system stability field is focused on the technologies based on wide-area response for the real-time detection and emergency control of transient stability. Simulation software is developed,which takes the actual measurements of disturbed power system or the simulative results of off-line time-domain simulation software as its inputs to assess and visualize different transient stability detection technologies based on wide-area response for large power system. Its framework structure,function modules,engineering applications and different features,such as easy file management,extensible transient stability detection,fault batch calculation,are presented. Applications show its better engineering value.

**Key words:** electric power systems; transient stability; wide-area response; transient instability detection; simulation software; visual assessment

(上接第142页 continued from page 142)

## Design of digital controller for frequency-tuned series resonance power source

HUANG Xinbo,LIU Bin,ZHANG Zhouxiong,QIAO Weizhong,JI Linyao

(College of Electronics and Information,Xi'an Polytechnic University,Xi'an 710048,China)

**Abstract:** The pole assignment algorithm is introduced based on the concept of state feedback and a dual-loop controller with the inner loop of filtering inductor current and the outer loop of filtering capacitor voltage is designed based on the load current feed-forward. A state observer is designed for observing the inductor current to avoid the direct measuring. Simulative and experimental results show that,the designed controller can ensure the sine-shape and stability of the output voltage of frequency-tuned series resonance power source quite well to accurately lock up the resonance frequency of HV loop during the frequency sweep and provide excellent sinusoidal input voltage for HV loop during AC voltage withstanding test.

**Key words:** series resonance; electric power supplies to apparatus; state feedback; pole assignment; AC voltage withstanding test