逆变电源的虚拟结构化设计方法

陈宏志 王旭 刘建昌 宋崇辉

（东北大学信息科学与工程学院 沈阳 110004）

摘要 对于用作交流工频电源的逆变电源，输出电压无偏差地跟踪其给定电压信号是其最高控制目标。采用传统的闭环调节控制模式的逆变电源，存在渐近式的动态调节过程，在负载网络随机变化时，输出电压难以快速跟踪给定电压信号。为此，提出了逆变电源虚拟结构设计方法。该方法以开环逆变电源为被控对象，在辨识被控对象参数的基础上，通过控制器设计，使逆变电源的给定电压、输出电压及输出电流之间的关系等同于这些变量作用于某种电路结构。该方法以电路结构为直接设计目标，有机地将逆变电源自身实体参数变化因素融入到结构设计中，间接实现逆变电源的控制目标。据此设计的逆变电源具有极高的响应速度，可实现输出电压与给定电压信号无偏差。通过仿真与实验对其主要性能进行了验证。

关键词：虚拟电路 虚拟阻抗 电力电子 逆变器 数学模型

中图分类号：TM464

Virtual Structure Design Method for Inverter Power Supply

Chen Hongzhi Wang Xu Liu Jianchang Song Chonghui

（college of information science and engineering, Northeastern University Shenyang 110004 China）

Abstract The key control objective is to track the reference voltage without error for the inverter system as alternating current (AC) power. However, gradually dynamic adjusting process exists in the traditional closed-loop control pattern. As a result, the voltage output cannot rapidly track the reference voltage as the load networks randomly changes. Therefore, a virtual structure design method is presented in this paper. In this method. after the recognition of parameters of open-loop inverter which is the controlled objict, we design the controller. The aim of this method is to make the relaionship among the reference voltage, output voltage, and output current of inverter equals the condition whe these variables act on some kind of circuit structure. This method takes the circuit structure as the direct design objective. The parameter changes of the inverts are considered in the structure design and the control objective can be realized indirectly. The inverters using the design have rapid response. The error between the voltage output and its reference can be eliminated at a stand-alone condition. The main performances is validated through simulations and experiments.

Keywords：Virtual circuit，virtual impedance，power electronics，inverter，Mathematical model

1 引言

逆变电源主要用于为各种敏感设备提供高质量的交流电源，一般要求逆变电源具有良好的动态和静态响应，并且在非线性负载条件下，输出电压具有良好的正弦度 。

逆变电源的理想 控制目标就是使输出电压无偏

收稿日期 2011-04-07 改稿日期 2013-03-06

差地跟踪其给定电压信号，这是一个难以实现的目标，主要原因有两个方面：一是逆变电源自身的原因，逆变电源的给定电压与输出电压为交流变量，所带负载网络的随机变化情况是其工作常态；二是控制方面的原因，现有的控制方案主要采用变量反馈偏差闭环调节为主导的方法，采用这种偏差闭环调节方法的逆变电源，在负载网络随机变化时，存在渐近式的动态调节过程，难以实现输出电压与给定电压无偏差。这些方案主要是通过对电压和电流变量的反馈及偏差闭环调节实现的，可归类为：①变量的瞬时值反馈控制[1-6]；②变量的特征值（频率、幅值、相位）反馈控制[7,8]，多与瞬时值反馈控制相结合使用；③以变量反馈控制为主，以虚拟输出阻抗为辅的控制方式[11-16]。

对于逆变电源这种给定信号与反馈信号均为交流变量的系统，一般瞬时值反馈控制无法消除静态偏差，其中交流 PI 控制方法[5,6]从原理上讲，可以消除静态偏差，但控制器在实现上相对复杂；电压、电流变量的特征值反馈控制，可以消除系统静态偏差，但计算特征值会有时间滞后，会使系统动态调节时间加长，不能保证系统无动态偏差。

近年来，有学者将虚拟阻抗技术引入到逆变电源的控制中，作为变量反馈控制方法的辅助措施。该类方法虽然使逆变电源系统的性能得到了进一步的提高，但仍保留了变量反馈控制方法的不足。

针对现有控制方法存在的不足，本文提出了逆变电源虚拟电路结构的设计方法。该方法摒弃了传统的变量反馈控制模式，以给定基准电压源与阻抗网络串联的形式为目标电路结构对逆变电源进行设计；依据电工技术理论，设计串联阻抗网络，间接实现逆变电源的控制目标。但是，若用实际电子器件搭建逆变电源结构，存在如下问题：①会增加系统的体积和成本；②电子器件难以做到参数精确不变；③最严重的是逆变桥运行时的阻抗效应不能有机地融入逆变电源的结构设计中。为此，对串联阻抗网络采用虚拟化方法实现。

本文以单相全桥逆变电源为研究对象，将虚拟阻抗网络设计为 LC 串联模式，LC 的谐振点频率设计为逆变电源的给定基准电压的频率；同时，为避免 LC 串联网络中电容的残存电压问题，在该网络旁并联电阻。该方案可实现逆变电源在任意负载条件下，保持其输出电压具有良好的正弦度；消除了传统调节器渐近式的动态调节过程；合理选择虚拟参数，可使系统具有极高的响应速度。

2 虚拟电路结构设计

2.1 单相逆变电源等效模型

本文研究的对象为单相逆变电源。单相逆变电源的基本实体结构由逆变全桥与 LC 输出滤波器组成，如图 1 所示。图中，$e_m(t)$为逆变器的控制电压信号，L_o、r_o分别为输出电抗的电感和寄生电阻，C为滤波电容，R_z为负载

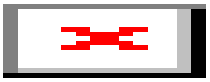


图 1 单相逆变电源

Fig.1 Single phase inverter

假定从调制信号到逆变桥输出为理想工作状态，如逆变桥的功率开关为理想开关，PWM 脉冲信号不存在死区和滞后等，则图 1 可等效为图 2 所示电路。图中，$u_n(t)$为谐波电压。

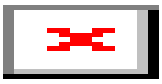


图 2 逆变电源的理想等效电路

Fig.2 Ideal equivalent circuit of inverter

同时，假设存在理想的电感和电容器件，其参数值准确不变，则最理想的设计方案是：将图 1 所示逆变电源的输出电抗用理想的电感和电容串联代替，且串联电感和电容的谐振频率设计为逆变电源的基频频率。由于理想的逆变桥与控制以及理想的电感和电容器件是不存在的，因此必须面对实际进行分析设计。

采用传统的电路等效方式，可将图 1 所示逆变电源等效为图 3 所示电路。

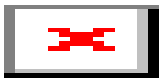


图 3 逆变电源实际等效电路

Fig.3 Practical equivalent circuit inverter

图 3 中，$e(t)$为逆变桥输出电压的基波分量，$u_n(t)$为谐波分量。L_1、r_1分别为含有逆变桥线路及功率损耗影响的物理意义上的输出等效电感和电阻。逆变器运行时，$e(t)$和 L_1 及 r_1 无法在线检测和辨识，

因此该等效电路模型只有理论意义。为取得有实用价值电路模型，将 $e(t)$分解为 $e(t)=e_m(t)+\Delta e(t)$，并且将 $\Delta e(t)$及 L_1、r_1 的压降之和，看作是电流 i 流经新的等效输出电感 L 和电阻 r 形成的电压降，可将该电路等效为图 4 所示电路。

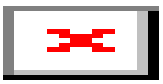


图 4　逆变电源的最终等效电路

Fig.4　Final equivalent circuit of inverter

等效输出电感 L 和电阻 r 除包含 L_o 和 r_o 外，还包含有逆变桥线路结构、功率损耗、 PWM 开关模式等多种因素的影响成分，它是数学意义上的输出阻抗，可在线辨识，用于控制及设计。

下面对用图 4 所示的等效电路模型所描述的逆变电源的准确程度进行分析。实际上， $\Delta e(t)$是由多种因素的影响造成的，主要包括以下四个方面：①控制器计算形成的时间滞后； ②PWM 脉冲死区；③直流母线电压波动的影响； ④功率桥的开关阻抗。

控制器的滞后时间一般很小，其影响可忽略；PWM 脉冲死区问题，在文献 [9,10]中已得到解决，在死区时间较小的情况下，该项影响可忽略不计；直流母线电压波动的影响可依靠前馈控制方法解决；功率桥的开关阻抗效应所形成的电压降与电感电流成正比，可完全包含于图 4 所示的等效电路的阻抗中，况且上述①和②方面对基频电压的影响也会在等效电路的阻抗中有所体现，因此图 4 所示的等效电路模型可用于逆变电源的控制。

2.2　单相逆变电源的虚拟电路设计目标

不计谐波 $u_n(t)$的影响，设逆变电源的给定电压基准为 e^*，若直接将其作为逆变电源的 PWM 调制信号，即 $e_m=e^*$，显然不能做到逆变器输出电压 $u=e^*$。因此，需设计一个以 e^*为输入和 e_m 为输出的控制器，即建立一种 e_m 与给定电压 e^*、输出电压 u 和输出电流 i 的函数关系 $e_m=f(e^*,u,i)$，以实现 $u=e^*$。为此，将逆变电源的目标虚拟电路结构设计为图 5 所示的电路形式。

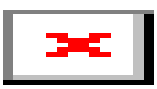


图 5　等效电路

Fig.5　Equivalent circuit

图 5 中，L^*、C^*、R^*分别为虚拟电感、电容、电阻， R^*为放电电阻，以避免电容 C^*的初始电压值不为零的情况出现。 $e^*(t)$为逆变电源的正弦给定电压，虚拟阻抗网络为 LC 串联支路与电阻支路并联形式，L^*C^*的谐振点频率为 $e^*(t)$的频率。

3　逆变器的参数辨识

逆变电源参数辨识就是辨识图 4 中的 L、r、C。对于 L、C，只求其基频的 感抗值 X_L 和容抗值 X_C。

逆变电源的等效输出阻抗电压降为 $\Delta u=e_m-u$。设ω为基波角频率， $T=2\pi/\omega$。依据周期函数的 傅里叶级数展开式公式，求出电压降 Δu 和电感电流 i 的基波的正余弦分量幅值

$$\begin{cases}\Delta U_\beta = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t}\Delta u\sin(\omega t)\mathrm{d}t\\ \Delta U_\alpha = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t}\Delta u\cos(\omega t)\mathrm{d}t\end{cases}\tag{1}$$

$$\begin{cases}I_\beta = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} i\sin(\omega t)\mathrm{d}t\\ I_\alpha = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} i\cos(\omega t)\mathrm{d}t\end{cases}\tag{2}$$

等效输出阻抗的有功和无功可由下式求出：

$$\begin{cases}P = 0.5(\Delta U_\alpha I_\alpha + \Delta U_\beta I_\beta)\\ Q = 0.5(\Delta U_\alpha I_\beta - \Delta U_\beta I_\alpha)\end{cases}\tag{3}$$

设输出阻抗基频分量为 $Z=jX_L+r$，则

$$\begin{cases}r = 2P(I_\alpha{}^2 + I_\beta{}^2)^{-1}\\ X_L = 2Q(I_\alpha{}^2 + I_\beta{}^2)^{-1}\end{cases}\tag{4}$$

电压 u 和电容电流 i_C 的基波的正余弦分量幅值分别为

$$\begin{cases}U_\beta = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} u\sin(\omega t)\mathrm{d}t\\ U_\alpha = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} u\cos(\omega t)\mathrm{d}t\end{cases}\tag{5}$$

$$\begin{cases}I_{c\beta} = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} i_c\sin(\omega t)\mathrm{d}t\\ I_{c\alpha} = 2T^{-1}\int_{t-T}^{t} i_c\cos(\omega t)\mathrm{d}t\end{cases}\tag{6}$$

再由式（7）求出容抗 X_C

$$X_C=\sqrt{{U_\alpha}^2+{U_\beta}^2}\left(\sqrt{{I_{c\alpha}}^2+{I_{c\beta}}^2}\right)^{-1} \quad (7)$$

由于阻抗是由逆变电源的固有特性所决定，其数值相对稳定，滤波电容的参数值不必在每个基频周期内实时计算。但是，输出阻抗的参数值会受控制器饱和或 PWM 信号过调制等因素的影响产生较大的变化，需要实时计算。

这里所求出的阻抗实际是基频阻抗，不受谐波影响。

4 虚拟结构设计

4.1 虚拟阻抗设计

将控制器设计为图 6 所示模式。为表达简便，以下将变量 $x(t)$用符号 x 表示。

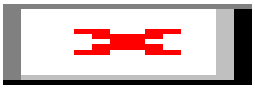


图 6 输出阻抗可变的单相逆变电源

Fig.6 Inverter source of adjustable output **resistance**

为实现可任意 改变虚拟阻抗的目的，提出如下控制结构：

$$E_{\mathrm{m}}(s)=[D_1(s)+1]E^*(s)-D_1(s)U(s)-D_2(s)I(s) \quad (8)$$

式（8）为拉氏变换形式的表达式，各变量与图 6 相对应；$D_1(s)$和 $D_2(s)$为局部控制器，需依据虚拟阻抗目标而确定。

图 4 所示等效电路回路 的电压方程式为

$$E_{\mathrm{m}}(s)=(Ls+r)I(s)+U(s) \quad (9)$$

将式（8）代入式（9），可整理出

$$E^*(s)-U(s)=\frac{Ls+r+D_2(s)}{D_1(s)}I(s) \quad (10)$$

由此可确定输出虚拟阻抗的 S 域表达式为

$$Z(s)=\frac{Ls+r+D_2(s)}{D_1(s)} \quad (11)$$

由式（11）可以看出，通过设计 $D_1(s)$和 $D_2(s)$结构，可以实现对输出虚拟阻抗的任意改变。

4.2 虚拟阻抗设计目标确定与控制推导

依据逆变电源的特定的应用场合的需要，可确定特定的虚拟阻抗设计目标。由图 5 确定的虚拟阻抗设计目标为

$$Z(s)=(L^*s+\frac{1}{C^*s})R^*(L^*s+\frac{1}{C^*s}+R^*)^{-1} \quad 12)$$

式（12）为拉氏变换表达形式，式中， L^*、C^*、R^*分别为虚拟电感、电容、电阻设定值。将式（12）代入式（11），可求出 $D_1(s)$和 $D_2(s)$的一组解

$$\begin{cases}D_1(s)=\dfrac{L^*}{R^*}s+\dfrac{1}{R^*C^*s}+1\\ D_2(s)=L^*s+\dfrac{1}{C^*s}-Ls-r\end{cases} \quad (13)$$

为求控制器表达式，将式（ 13）代入式（8），得

$$E_{\mathrm{m}}(s)=[1+\frac{L^*}{R^*}s]E^*(s)+\frac{1}{R^*C^*s}[E^*(s)-U(s)]-\frac{L^*}{R^*}sU(s)-\frac{L^*-L}{L}LsI(s)-\frac{1}{C^*s}I(s)+rI(s) \quad (1$$

4）

式（14）中含有输出电压 u 和电流 i 的微分项，在控制器实现上比较麻烦，因此，需将其转换成其它变量的比例或积分形式。做法如下：设电容电流为 i_C，由 i_C 与输出电压关系及式（ 9），可得

$$\begin{cases}sU(s)=I_C(s)C^{-1}\\ LsI(s)=E_{\mathrm{m}}(s)-U(s)-rI(s)\end{cases} \quad (15)$$

将式（15）代入式（14），得

$$E_{\mathrm{m}}(s)=[1+\frac{L}{L^*}s]E^*(s)+\frac{1}{R^*C^*s}[E^*(s)-U(s)]-\frac{L^*}{R^*C}I_C(s)-\frac{L^*-L}{L}[E_{\mathrm{m}}(s)-U(s)-rI(s)]-\frac{I(s)}{C^*s}+rI(s) \quad 16$$

整理式（16），得

$$E_{\mathrm{m}}(s)=[\frac{L}{L^*}+\frac{L}{R^*}s]E^*(s)+\frac{L[E^*(s)-U(s)-R^*I(s)]}{R^*L^*C^*s}-\frac{L}{R^*C}I_C(s)+\frac{L^*-L}{L^*}U(s)+rI(s)\qquad(17)$$

对式（17）取拉氏反变换，得出

$$e_{\mathrm{m}}=\frac{L}{L^*}e^*+\frac{L}{R^*}\omega_0{}^2\int_0^t[e^*-u-R^*i]\mathrm{d}t+\frac{L}{R^*}\frac{\mathrm{d}e^*}{\mathrm{d}t}-\frac{L}{R^*C}i_C+\frac{L^*-L}{L^*}u+ri\qquad(18)$$

式中，　$\omega_0{}^2=1/(L^*C^*)$。

由于式（18）的积分项中含有输出电压和电感电流负反馈，因此，采用式（18），逆变电源的输出电压和电感电流的直流分量将得到彻底抑制。

若要逆变电源可带任意负载，需对式（18）进行改造。由式（18）可以看出，当逆变电源负载为二极管与电阻串联时，负载电流中含有直流分量，式（18）的电流积分项会朝着一个方向积分，可能使控制输出达到饱和限幅值。为此，需在电流积分项的电流中减去直流分量，设该分量为 i_0，则改造后的表达式为

$$e_{\mathrm{m}}=\frac{L}{L^*}e^*+\frac{L}{R^*}\omega_0{}^2\int_0^t(e^*-u-R^*i+R^*i_0)\mathrm{d}t+\frac{L}{R^*}\frac{\mathrm{d}e^*}{\mathrm{d}t}-\frac{L}{R^*C}i_C+\frac{L^*-L}{L^*}u+ri\qquad(19)$$

4.3　关于虚拟阻抗参数的选择问题

要合理地选择虚拟阻抗参数就需要在弄清这些参数对电源系统的影响。L^*和 C^*应满足在基波频率处串联谐振的约束条件，虚拟阻抗参数只需讨论 L^*和 R^*。下面就参数对逆变电源输出电压谐波和系统稳定性两方面的影响进行分析。

（1）L^*的选择原则。从电路角度分析，等效虚拟电路适用于远低于 PWM 信号载频的低频范围，其中基频附近及基频以下的谐波对输出电压波形影响较大，单从 LC 串联滤波电路形式讲，　L^*值越大，抑制这些谐波的效果愈好；从式（19）看，为保持系统稳定，式（19）中的第 5 相系数(L^*−L)　L^*必须为负值，以保证系统在任何工况下的稳定。　L^*应该在 $L^*<$　L 的前提下尽量选则较大值 。L 值在控制器饱和或 PWM 信号过调制的条件下可能会偏离　L_0 值较远，因此式（19）使用的 L 应有最小限制值。

（2）R^*的选择原则。从电路角度看，　R^*的作用只是在系统工作初始阶段释放　LC 串联电路 C^*中的残余电压，R^*应选择较大值。但从式（19）看，R^*出现在第 2～第 4 项中，其中在第 2 项涉及直流分量 i_0，若 R^*过大，第 2 项的积分作用会降低，使逆变电源适应二极管整流负载的能力降低 ；若 R^*过小，会使第 2 项的积分作用加强，容易使式（19）频繁达到控制器输出限幅值，引起辨识参数的频繁波动，不利于精确虚拟电路的实现。　R^*的选择应综合以上诸因素。另外，在设计实际电源系统时，L^*和 R^*的选择还应考虑是否容易数字实现的问题。

5　逆变电源的仿真与研究实验

逆变电源控制器主要包括调节器和调节器参数辨识单元。调节器完成式（19）功能；参数辨识单元完成式（1）～式（7）的计算。负载突变可能引起参数波动，控制器中变量和参数为乘、除关系，若同时剧烈波动，可能导致系统不稳，为此，在参数辨识单元中增加了给定积分器环节，以平滑参数变化。

以 1kW 单相逆变电源为背景，进行了仿真研究，并做了实验验证。逆变电源参数：滤波电感 L_0=15mH，　r_0=0.3Ω；电容 C=6.7μF；直流母线给定 U_{d}=400V；逆变器输出为 50Hz、单相 220V 电压；调制方法为 SPWM，载频为 15kHz。虚拟阻抗参数：R^*=0.2mH，ω_0=100π，　R^*=10Ω。

仿真验证。对逆变电源分别做满载（负载电阻 R=25Ω）和二极管整流负载（负载为电阻　R=25Ω与二极管串联）仿真。

图 7 为逆变电源由空载在 t=0.045s 时刻阶跃变为满载（负载 R=50Ω）的仿真波形。图 7a 为逆变电源的给定电压与输出电压之差，图　7b 为逆变电源的输出电压。从图中可看出，负载阶跃变化时的动态过程瞬间完成，调节时间远小于交流电压的 1/4 周期。突加负载所产生的瞬时电压降主要是由逆变电源实体滤波器的参数所决定，难以仅靠控制方法的改进获得根本改善。一般选择　L 值较小、C 值较大的滤波器，可减小这个瞬时电压降，但会增加功率桥的电流开销。

图 8 的负载为二极管串联　R=50Ω。图 8a 为逆变器的给定电压与输出电压之差，该误差峰值小于 0.5 V。图 8b 为负载电阻上的电压。

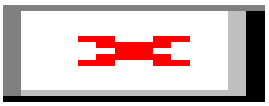


图 7 逆变器动态仿真波形

Fig.7 Dynamic simulation waveform of inverter

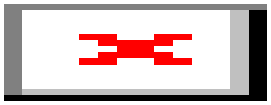


图 8 非线性负载仿真波形

Fig.8 Simulation waveform under no linear load

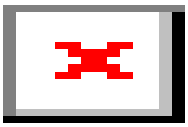


图 9 逆变电源动态实验波形

Fig.9 Dynamic experimental waveform of inverter

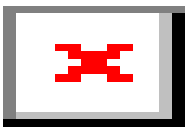


图 10 非线性负载条件下的逆变电源实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of inverter under nonlinear load conditions

图 9 为逆变电源由空载阶跃变为满载的实验波形，图 10 为逆变电源为二极管整流负载时的实验波形。图 9 和图 10 中，上部分波形为负载电阻上的电压，下部分为逆变电源输出电压 ，实验波形与仿真波形基本一致。

6 结论

本文的设计方法是在输出采用 LC 滤波方式的单相全桥逆变器基础上实现的，是虚实结合的电路结构设计方法。该方法构建出复杂于实体阻抗网络的虚拟阻抗网络，并可保持虚拟阻抗网络参数的精确性。本文在虚拟电路结构的基础上，人为地干预了负载电流中的直流分量，使逆变电源在带二极管半波整流负载的条件下 的输出电压具有良好的正弦度。仿真和实验结果 表明了所设计的逆变电源具有良好控制精度和 极高的响应速度， 表明了理论分析的正确性和虚拟阻抗网络参数选择的合理性。

参考文献

[1] 徐应年，赵阳，谌海涛，等. 电压型逆变电源输出电压 IMC-PID 控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2007, 27(28): 90-95.
Xu Yingnian, ZhaoYang, 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.

[2] 吴忠强，王子洋，邬伟扬.基于模糊自整定 PI 控制和重复控制的单相正弦脉宽调制逆变电源复合控制方案[J]. 电网技术, 2005, 29(14): 30-34.
Wu Zhongqiang, Wang Ziyang, Wu Weiyang. A compound control scheme for single phase SPWM inverter based on adaptive fuzzy proportional-integral control and repetitive control[J]. Power System Technology, 2005, 29(14): 30-34.

[3] 胡雪峰，谭国俊. 应用神经网络和重复控制的逆变器综合控制策略 [J]. 中国电机工程学报 , 2009, 29(6): 43-47.
Hu Xuefeng, Tan Guojun. Integrated control strategy for inverters based on neural network and repetitive control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 43-47.

[4] 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): 55-60.
Tang Shiying, Peng Li, Kang Yong. Research on dual-loop digital control technique for pulse width modulation inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 55-60.

[5] 李子欣， 王平， 李耀华， 等.采用数字控制的 400Hz 大功率逆变电源 [J]. 中国电机工程学报 , 2009, 29(6): 36-42.
LI Zixin, Wang Ping, Li Yaohua, et al. 400 Hz High-power voltage-source inverter with digital control [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 36-42.

[6] 刘春喜，马伟明，孙 驰，等.大功率 400Hz 逆变电源数字控制设计 [J]. 电工技术学报，2011，26(1): 100-107.
Liu Chunxi, Ma Weiming, Sun Chi, et al. Digital control design of high power 400Hz inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1): 100-107.

[7] 陈宏志，刘秀翀，钱晓龙，等. 一种高性能单相正弦逆变电源的多环控制策略[J]. 东北大学学报，2007, 28(12): 1685-1688.
Chen Hongzhi, Liu Xiuchong, qian Xiaolong, et al. A multiloop feedback control strategy for high-performance single-phase power supply through sinusoidal inverter[J]. Journal of Northeastern University, 2007, 28(12): 1685-1688.

[8] 李琛，李敏远，计时鸣，等. 400 Hz 逆变电源新型多环控制系统 [J]. 中国电机工程学报，2010，30(36): 71-78.
Li Chen, Li Minyuan, Ji Shiming, et al. Novel multiple- loop control system for 400 Hz inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 71-78.

[9] Itkonen T, Luukko J, Sankala A, et al. Modeling and analysis of the dead-time effects in parallel PWM two-level three-phase voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2009, 24(11): 2446-2455.

[10] Lihua Chen, Fang Zheng Peng. Dead-time elimination for voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2008, 23(2): 574-580.

[11] Brabandere K D, Bolsens B, Keybus J V, et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007 22(4): 1107-1115.

[12] Chiang S J, Yen C Y, Chang K T. A multimodule parallelable series-connected PWM voltage regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2001, 48(3): 506-516.

[13] Guerrero J M, Matas J, De Vicuna L G, et al. Wireless- control strategy for parallel operation of distributed- generation inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2006, 53(5): 1461-1470

[14] Guerrero J M, Matas J, De Vicuna L G, et al. Decentralized control for parallel operation ofdistributed generation inverters using resistive output impedance[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2007, 54(2): 994-1004.

[15] Tuladhar A, Jin H, Unger T, et al. Control of parallel inverters indistributed AC power systems with conside- ration of line impedanceeffect[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2000, 36(1): 131-138.

[16] Guerrero J M, de Vicuna L G, Matas J, et al. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1126-1135.

作者简介：陈宏志　男，1964 年生，博士，讲师，研究方向为电力电子技术及装置。王　旭　男，1956 年生，博士，教授，博士生导师，研究方向为电力电子技术及装置。