

单相 400 Hz 逆变器双环控制技术研究

王红艳¹, 王晓辉², 曹丽璐²

(1. 许昌学院电气信息工程学院, 河南 许昌 461000; 2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 对于单相 400 Hz 逆变器, 提出了一种电感电流反馈的双环控制方案。通过把负载电流处理成扰动, 建立了单相逆变器的数学模型。双环控制利用输出电压解耦和输出电流回馈来消除扰动, 通过对内外环的比例参数整定来得到理想的输出波形。受开关频率的影响, 系统带宽有限, 双环控制器主要用于减小低次谐波畸变。仿真结果显示双环控制器能够使 400Hz 逆变器产生较好的稳态输出电压。

关键词: 400 Hz 逆变器; 波形畸变; 双环控制

Research of a dual-loop control scheme for single-phase 400 Hz inverters

WANG Hong-yan¹, WANG Xiao-hui², CAO Li-lu²

(1. Electro-information Engineering College, Xuchang University, Xuchang 461000, China;

2. XJ Electric Co., Ltd, Xuchang 461000, China)

Abstract: In this paper, a dual-loop control scheme for single-phase 400 Hz inverters is presented. The mathematical model of single-phase inverter is established with the load current being treated as a disturbance. It uses a dual-loop control of the output voltage and output current decoupling feedback to eliminate disturbance. Through the turning of the inside and outside rings proportion parameters, we get an ideal output waveforms. By the impact of switching frequency, the system bandwidth is limited. A dual-loop control is used mainly for reducing low harmonic distortion. Simulation results show that dual-loop controller can make 400 Hz inverter have more steady output voltage.

Key words: 400 Hz inverter; waveform distortion; dual-loop control

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)07-0054-04

0 引言

逆变器开环运行时, 由于死区等多种因素造成输出波形畸变, 并且开环运行时动态性能差, 不能满足绝大部分应用场合的要求, 因而采用瞬时闭环波形控制就显得尤为重要。电流内环电压外环的双环控制方案是当前高性能逆变电源的发展方向之一, 双环控制方案的电流内环增大了逆变器控制系统的带宽, 使得逆变器动态响应加快, 对非线性负载扰动的适应能力加强, 输出电压谐波含量小。目前, 这种基于电流内环的电压源逆变器控制技术在 UPS 逆变器中应用越来越广泛。

1 单相电压型 SPWM 逆变器的数学模型

为方便控制器的设计, 首先建立单相 SPWM (sinusoidal pulse width modulation) 逆变器合理的数学模型, 其等效电路如图 1 所示^[1]。

图中 E 为直流母线电压, v_i 为逆变桥输出电压,

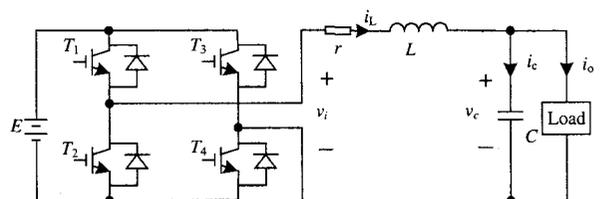


图 1 单相电压型 SPWM 逆变器的等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of single-phase voltage SPWM inverter

v_c 为电容两端电压(即逆变器输出电压), i_L 为流过输出滤波电感 L 的电流, i_o 代表负载电流。滤波电感 L 与滤波电容 C 构成低通滤波器, r 为考虑滤波电感 L 的等效串联电阻、死区效应、开关管导通压降、线路电阻等逆变器中各种阻尼因素的综合等效电阻。电压 v_i 是幅值为 $+E$ 或 $-E$ 的电压脉冲序列。由于功率开关器件的存在, 逆变器本质上是一个非线性系统。若假设直流母线电压源的幅值恒定, 功率开关为理想器件, 且逆变器输出的基波频率、LC 滤波器的谐振频率与开关频率相比足够低, 则逆变

桥可以被简化为一个恒定增益的放大器。逆变器的动态特性主要由 LC 滤波器和负载所决定,死区效应和各环节的损耗提供了一个小的阻尼,阻尼效应可被归结为一个与滤波电感 L 相串联的小电阻 r ^[4],单相电压型 SPWM 逆变器的状态模型电路如图 2 所示。

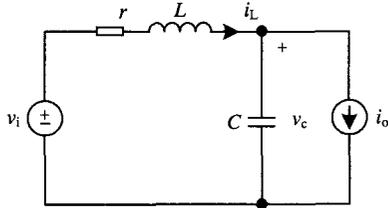


图 2 单相电压型 SPWM 逆变器的状态模型电路

Fig. 2 State model circuit of single-phase voltage SPWM inverter

基于基尔霍夫电压定律和电流定律,可以得到逆变器的小信号模型为

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{C} i_o \quad (1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} v_i - \frac{1}{L} v_c - \frac{r}{L} i_L \quad (2)$$

逆变器的等效框图如图 3 所示。

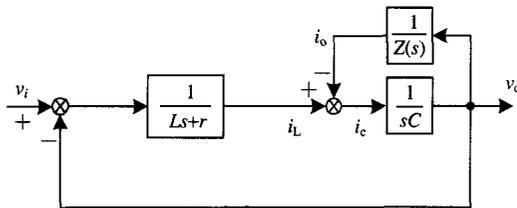


图 3 单相电压型 SPWM 逆变器的等效框图

Fig. 3 Block diagram of single-phase voltage SPWM inverter

2 电感电流内环的双环控制模型

为有效地改善逆变器输出波形的质量及其动态性能,可以将输出电压作为反馈量,对 PWM 开关点实时进行调整,从而对输出电压波形进行控制。在不同的负载条件下,逆变器的输出电压必须跟踪周期性的正弦参考指令。此外,由于逆变器电压调节的周期性,死区效应和非线性负载引起的输出波形畸变也具有周期性,其效果可被认为是一种周期性扰动。

本文中的双闭环控制结构,由外环电压控制器和内环电流控制器组成。目前,作为内环的电流环控制方法种类比较多,主要有滞环电流控制,预测电流控制和 SPWM 电流控制等几种。相比而言,SPWM 电流控制不仅开关频率固定,而且还能提供比较快速的动态响应特性。以电感电流作为内环反

馈时,由于电感电流为电容电流和负载扰动之和,内环在抑制电容电流突变的同时也抑制了输出电流的突变。

2.1 基于电感电流的多环反馈控制

基于电感电流的多环反馈控制结构框图如图 4 所示,它在单电压环反馈控制的基础上,以滤波电感电流 i_L 为反馈变量构成电流内环^[3]。 u_m 为多环反馈控制器的输入,即输出电压的参考正弦信号。 u_m 与输出电压 u_o 相减后得到误差信号 e , 经由电压外环中的 P 调节器之后,其输出作为电感电流的指令,电流误差信号又经过电流内环中的比例 P 环节调制后,输出信号再与三角波进行比较,从而产生控制信号。

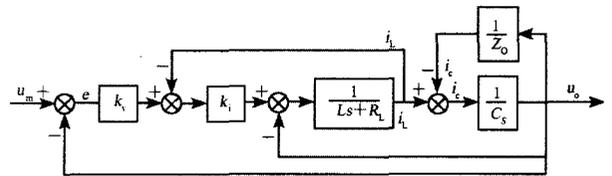


图 4 多环反馈控制框图

Fig. 4 Block diagram of multi-looped feedback control

根据图 4,可以得到不带负载时逆变器给定正弦电压 u_m 对于实际输出电压 u_o 的传递函数为:

$$G(S) = \frac{U_o(S)}{U_m(S)} = \frac{K_v K_i}{LCs^2 + (R_L C + CK_i)s + (K_v K_i + 1)} \quad (3)$$

若带载时,负载电流扰动 i_o 对于输出电压 u_o 的传递函数,即输出阻抗为:

$$G(S) = \frac{U_o(S)}{I_o(S)} = \frac{Ls + R_L}{LCs^2 + (R_L C + CK_i)s + (K_v K_i + 1)} \quad (4)$$

相比开环系统,空载系统在 ω_o 点处的振荡问题得到了很大的改善。同时,系统的稳定裕度 ($\gamma = 180^\circ + \varphi(\omega_c)$) 也比原来大了很多。因此,滤波电感电流内环的引入,使得整个系统的稳定性得到了很大地提高。不仅如此,电流内环对包含在环内的扰动,诸如死区时间、输出电压的波动、负载电流的变化、电感参数的变化等因素的影响能起到及时的调节作用。这样使系统的动态特性在很大程度上得以改善。

2.2 改进型的多环反馈控制

图 5 为一种改进型多环反馈控制技术,它在一般多环反馈控制基础上加入了输出电压解耦和负载电流补偿两个环节^[2]。

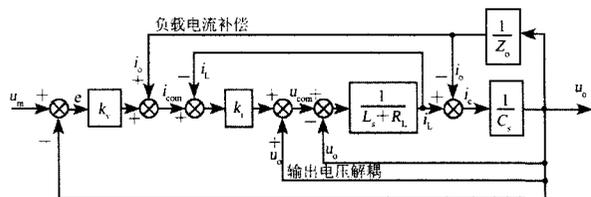


图 5 改进型的多环反馈控制

Fig.5 Improved multi-looped feedback control

图 5 中, $Z_0(s)$ 是未知的负载, u_{re} 为参考正弦波。整个系统所需要检测的反馈信号共有三个: 输出电压 u_0 、电感电流 i_L 、负载电流 i_0 。

对于电流内环来说, 输出电压是加在环内的外部扰动, 如果不消除这种扰动, 电流环控制器的效果将受到很大影响。为了消除扰动, 设置输出电压解耦环节, 将电流环的控制指令设计为:

$$U_{com}(k) = k_1 [i^*(k) - i_L(k)] + U_0(K) \quad (5)$$

由于输出电压 u_0 已经加入到控制指令中, 因此由它带来的内环扰动将事先得到补偿。

同样的道理, 从图 5 可以看出: 负载电流 i_0 对于瞬时电压外环也是一个外部扰动, 补偿负载电流能够有效地抑制负载变化对输出波形的影响, 提高稳态精度。因此电压外环的控制指令设计为:

$$i_{com}(k) = k_v [U_{re}(k) - U_0(k)] + i_0(k) \quad (6)$$

由公式(6)可以看出, 负载电流被加入到控制指令中, 因此内环扰动得到了补偿。

负载电流解耦把负载电流作为电流环附加指令, 不必等到电压误差产生就能提供负载所需要的电流。这样负载突变可以通过前馈有效地抑制, 不依赖外环来调节, 从而提高响应速度。电感电流内

环的带宽由 k_3 设置, 带宽越大, 电感电流跟踪的快速性越好, 负载电流解耦的效果也越好, 输出波形的稳态精度也越高。

2.3 改进型的多环反馈控制参数设计

由于 PI 调节器对于正弦给定信号无法做到无差, 而积分 I 环节又会增加相位滞后, 其对系统整体性能没有好处, 因此综合考虑在闭环控制中仅采用比例 P 环节, 内环采用比例环节, 动态性能大大提高, 但过高的比例系数会使系统不稳定。同时 k_1 过大会出现多次相交现象。当发生多次相交时, 开关频率将超过三角波载波频率, 开关频率将因此不再受到控制, 从而导致开关损耗剧增, 输出谐波含量增大。所以, 多次相交是一种不正常现象, 必须避免。理论上将穿越频率设定为开关频率的一半, 但实际经验中, 以少于 1/5 的开关频率(取开关频率为 20 kHz)较为合适, 因此选择穿越频率为 4 kHz。

系统参数取基波频率 400 Hz, 输出滤波电感 $L = 0.56$ mH, 滤波电容 $C = 28.8$ μ f, 滤波电感的等效串联电阻 $R_L = 0.5$ Ω , 开关频率为 20 kHz。选取内环 $k_3 = 22$, 开环伯德图如图 6。

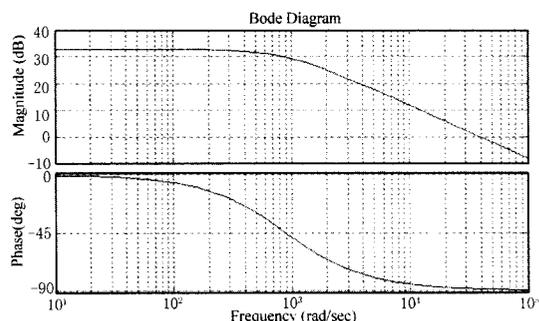


图 6 内环的开环伯德图

Fig.6 Open-loop bode diagram of inner loop

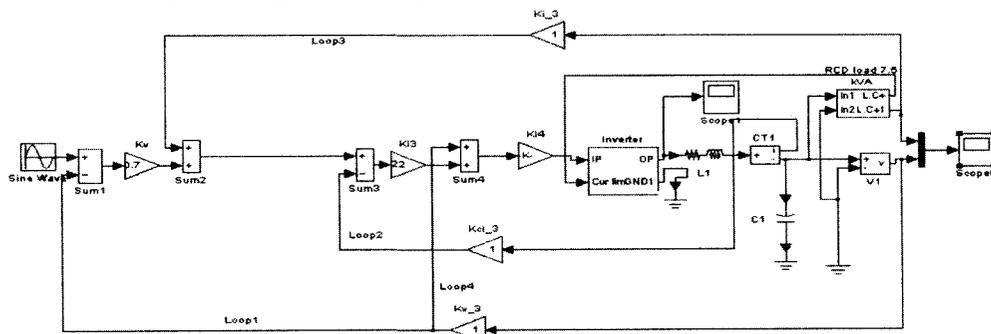


图 7 双闭环的仿真模型

Fig.7 Simulation model of double closed loop

在进行外环设计时认为电流已经跟踪参考电流变化, 将电流环等效为增益为 1 的比例环节。由于电流指令的跟踪速度要远快于瞬时电压环对电压

指令的跟踪, 内环的带宽要大于外环的带宽。随着 k_3 增大, 输出电压的波形质量提高从而稳态误差也随之减小, 而且系统的动态性能也得以提高。但是,

k_v 过大会使系统工作不稳定,产生振荡^[3]。因此取 $k_v = 0.7$ 。

3 系统仿真

3.1 系统仿真模型

本文在 Matlab/Simulink 的环境中搭建了整个系统的仿真模型,如图 7 所示。在这个模型的基础上我们可以根据需要进行任意改动。

3.2 仿真结果分析

系统仿真条件及参数取值如下:正弦波幅值 311 V,基波频率 400 Hz,输出滤波电感 $L = 0.56$ mH,滤波电容 $C = 28.8$ μ F,滤波电感的等效串联电阻 $R_L = 0.5$ Ω ,开关频率为 20 kHz。

检验带 RLC 负载情况:RLC 负载额定电压 220 V,功率因素 0.8,视在功率 7.5 kvar,如图 8。

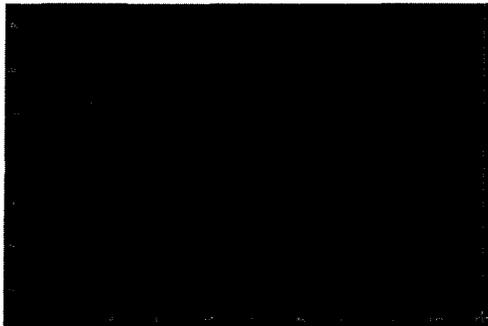


图 8 带 RLC 负载的波形图
Fig.8 Waveform of RLC load

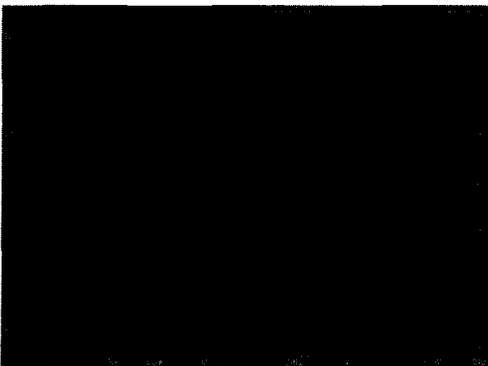


图 9 带突加突减整流负载的波形图
Fig.9 Waveform of break rectifier load

检验带突加突减整流负载情况:用两个脉冲波

和乘法器构成负载的控制开关,0.002 5 s 突加整流负载,0.005 s 突减整流负载,如图 9。

4 总结

通过对以上两种不同情况下的仿真,验证了多环反馈控制理论的正确性,随着电压外环和电流内环中比例调节器增益 k_v 、 k_i 值的增大,输出电压的稳态误差随之减小,系统的动态性能也随之提高。但是,如果参数设置的过大会带来很多不稳定因素,直接关系到整个系统的正常工作。因此,选择合适的 k_v 、 k_i ,可使系统有很好的动态和静态特性。

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002. 1-105.
CHEN Jian. Power Electronics[M]. Beijing: Higher Education Press, 2002.1-105.
- [2] 康勇. 高频大功率 SPWM 逆变电源输出电压控制技术(博士学位论文)[D]. 武汉: 华中科技大学, 1994. 1-60.
KANG Yong. Research on Control Technology for High Frequency High Power Inverter Voltage Output, Doctoral Dissertation[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 1994.1-60.
- [3] Morris Driels. 线性控制系统工程[M]. 2005. 253-296.
Morris Driels. Linear Control System Engineering[M]. 2005. 253-296.
- [4] 赵众. 单相 400Hz 中频电源复合控制技术研究(硕士学位论文)[D]. 武汉: 华中科技大学, 2006. 13-40.
ZHAO Zhong. Research on a Hybrid Control Technology for Single-phase 400 Hz Medium Frequency Power Supply, Thesis[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2006.13-40.

收稿日期: 2008-05-23

作者简介:

王红艳(1980-),女,助教,研究方向为电力电子、电力系统稳定性分析等;E-mail: whysmile1213@163.com

王晓辉(1978-),男,助理工程师,从事电力电子、继电保护方面的研究;

曹丽璐(1983-),男,助理工程师,从事电力电子、继电保护方面的研究。