

一种提高系统稳定性的改进谐振控制器

胡文华, 张军仁, 董运

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:通过分析输入与输出信号的频域关系, 推导了一种改进谐振控制器, 该控制器与传统控制器具有不同的形式, 通过频域分析可以得到, 改进谐振控制器与传统谐振控制器有着相同的作用, 在谐振频率处具有较高的增益, 能够实现对交流信号的无静差跟踪, 而且改进谐振控制器在谐振频率处具有较大的相位裕度, 有利于增强系统稳定性。采用电压电流双环控制, 控制器采用改进谐振控制器, 通过分析不同负载下系统开环传递函数, 说明了改进谐振控制器的控制效果, 最后通过仿真实验验证了理论分析的正确性。

关键词:无静差; 改进谐振控制器; 稳定性

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd18919

Application of Improved Resonant Controller in Medium Frequency Inverter

HU Wenhua, ZHANG Junren, DONG Yun

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University,
Nanchang 330013, Jiangxi, China)

Abstract: By analyzing the frequency-domain relationship between the input and output signals, an improved resonant controller was derived. The controller had different forms from the traditional controller and could be obtained by frequency domain analysis. The improved resonant controller had the same function as the traditional resonant controller and had a high gain at the resonant frequency, which could track the AC signal without static error. Moreover, the improved resonant controller had a large phase margin at the resonant frequency, which was helpful to enhance the stability of the system. The voltage and current double loop control was used, and the improved resonant controller was used in the controller. By analyzing the open loop and closed loop transfer functions of the system, the improved resonant controller was explained. In the end, the correctness of the theoretical analysis was verified by the simulation experiment.

Key words: no static error; improved resonant controller; stability

近年来,随着中频 CVCF 逆变电源的应用场合的不断增加,对中频 CVCF 逆变电源的研究也在不断加深,为了得到较高的输出电压波形质量,出现了许多优良的控制策略。目前,常用于中频逆变电源的控制策略主要有电压电流双环控制、重复控制、无差拍控制、比例谐振控制以及一些智能控制等。文献[1-2]采用电压电流双环控制,通过电流环的快速性和宽带宽补偿电压环的不足,但当控制器为 PI 控制器时,对交流信号仍存在稳态误差。文献[3]通过坐标变换,将误差信号变换为直流量再采用 PI 控制,但是该方法在不平衡及非线性负载条件下应用受限。文献

[4-5]采用重复控制,对周期误差信号有较好的调节效果,但调节时间较长,动态性能差。文献[6-7]采用无差拍控制,动态性能较好,但依赖于逆变器的精确模型,系统鲁棒性较差。文献[8-9]采用多种控制策略的配合使用,控制效果较好,但是这样使得系统变得复杂,控制器参数的设计也相对困难,而且各种策略间的最佳配合问题也仍需深究。文献[10]提出了一种改进的谐波抑制策略,能够改善波形质量,但控制效果有限,文献[11-12]采用谐振控制器,原理上无须坐标变换即可对交流信号实现无静差跟踪,且适用于单相系统,但比例谐振控制应用于中频逆变电

基金项目:国家自然科学基金(51567009);江西省教育厅一般项目(GJJ160492)

作者简介:胡文华(1972-),男,博士,副教授,Email: xjtumotor@163.com

源系统时会带来一些新的问题,其中带宽和相位滞后问题尤为严重,文献[13]给出了有关谐振控制器带宽的研究,但该方法需要额外的补偿。

本文基于输入与输出信号的频域关系,通过闭环传递函数推导出改进谐振控制器的模型,通过分析可知,改进的谐振控制器不仅在谐振频率处能够实现无穷大的增益,能够实现对交流基波信号的无静差跟踪,而且改进谐振控制器在谐振频率及附近频率处具有较大的相位裕度,更加有利于系统的稳定性。

1 改进谐振控制器原理

在逆变电源控制系统中,电压给定信号为交流信号,如下式:

$$u_{\text{ref}}^*(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

式中: A 为信号幅值; ω_0 为信号角频率。

众所周知,理想的控制系统对给定信号的时域响应与给定信号形式应相同,但往往控制系统并不能达到理想的控制效果,因此时域响应存在一定的误差,故实际的时域响应往往如下式所示:

$$u(t) = A \cos(\omega_0 t)(1 - e^{-\omega_r t}) \quad (2)$$

式中: ω_r 为误差角频率。

对式(1)、式(2)左右两边进行拉普拉斯变换可得:

$$\begin{cases} U_{\text{ref}}^*(s) = \frac{As}{s^2 + \omega_0^2} \\ U(s) = \frac{As}{s^2 + \omega_0^2} - \frac{As}{(s + \omega_r)^2 + \omega_0^2} \\ = \frac{As}{s^2 + \omega_0^2} \times \frac{2\omega_r s + \omega_r^2}{(s + \omega_r)^2 + \omega_0^2} \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得输入、输出的频域关系:

$$\frac{U(s)}{U_{\text{ref}}^*(s)} = \frac{2\omega_r s + \omega_r^2}{(s + \omega_r)^2 + \omega_0^2} \quad (4)$$

对于反馈控制系统可得其闭环传递函数:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \\ &= \frac{U(s)}{U_{\text{ref}}^*(s)} = \frac{2\omega_r s + \omega_r^2}{(s + \omega_r)^2 + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $G(s)$ 、 $G_o(s)$ 、 $P(s)$ 分别为闭环传递函数、开环传递函数和控制对象的频域模型; $C(s)$ 为控制器。

由式(5)可得控制器的形式如下:

$$C(s) = \frac{1}{P(s)} \frac{2\omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6)$$

由于逆变器的数学模型为二阶系统,即 $P(s)$

为二阶有理分式,如按式(6)设计控制器,则会导致控制器分子阶数高于分母阶数,这样的控制器形式物理上不可实现,故对式(6)进行改进,改进后的控制器如下式:

$$C(s) = \frac{K_I \cdot s(2\omega_r s + \omega_r^2)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (7)$$

式中: K_I 为积分系数。

传统谐振控制器如下式:

$$C_o(s) = \frac{Ks}{s^2 + \omega_0^2} \quad (8)$$

对比于式(8)传统谐振控制器,式(7)具有与其类似的形式,两者具有相同的极点,区别在于两者零点不同。图1为2种谐振控制器的伯德图。可以看出,2种谐振控制器在谐振频率处的增益都很大,在其他频率处增益较小;在谐振频率处的相位两者存在差异,传统谐振控制器在谐振频率及附近频段的相位滞后均为 -90° ,这在中频逆变系统中可能会导致系统的相位裕度不足,影响系统稳定性,而改进谐振控制器在谐振频率及附近频段的相角滞后均小于传统谐振控制器,因此改进谐振控制器能够在谐振频率处提供足够的相角超前,增大相位裕度,确保系统稳定性。

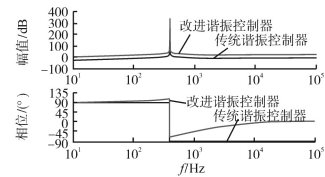


图1 2种谐振控制器伯德图

Fig.1 Bode diagrams of two kinds of resonant controllers

谐振控制器一般与比例控制结合组成比例谐振控制器,改进后的比例谐振控制器如下式:

$$C(s) = K_p + \frac{K_I \cdot s(2\omega_r s + \omega_r^2)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (9)$$

式中: K_p 为比例系数。

2 改进谐振控制器稳定性分析

以下基于单相H桥逆变拓扑,采用电压电流双环控制,对控制器分别采用2种谐振控制器时系统的稳定性进行对比分析,说明改进谐振控制器的作用。

谐振控制器引入的相位滞后主要在系统轻载或空载时影响低频段(谐振频率及附近)的相位,因此主要考虑2种谐振控制器在轻载和空载下的控制性能。

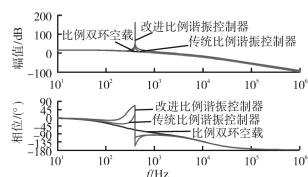


图2 2种谐振控制器的开环传递函数伯德图

Fig.2 The open loop transfer function bode diagram of two kinds of resonant controllers

图2所示为控制器采用比例、比例谐振、改进比例谐振时逆变器空载条件下的开环传递函数伯德图。可以看出,比例谐振控制器和改进比例谐振控制器的加入使得开环传递函数在基波频率处有着很高的增益,能够实现对基波信号的无静差跟踪,但同时在低频段(基波及附近频率处)存在明显的相位滞后;相比于传统比例谐振控制器,改进比例谐振控制器有效减小的基波及附近频率处的相位滞后,在确保了控制效果的前提下,提高了相位裕度,更有利于系统稳定。

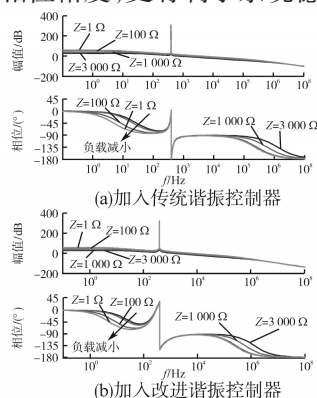


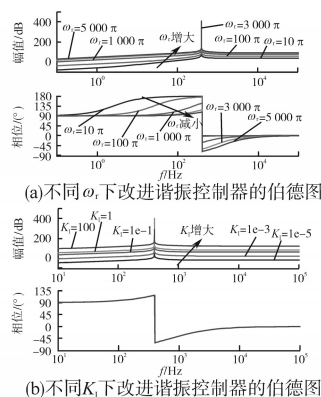
图3 不同负载条件下系统开环传递函数伯德图

Fig.3 Bode diagrams of system open loop transfer function under different load conditions

图3为采用2种谐振控制器时,不同负载条件下的开环传递函数伯德图。图3a为采用传统比例谐振控制器,可以看出,随着负载降低,低频段的相位滞后加大,尤其是基波频率相位已达到 -180° ,由文献[12]可知,当系统采用补偿网络时,谐振控制器引入的相位滞后会导致低频段穿越 -180° ,且由于中频系统的基波频率高,截止频率距基波频率较近,因此,截止频率处的相位也可能受到影响,从而影响系统稳定性。图3b为采用改进比例谐振控制器的开环系统伯德图,随着负载的降低,低频段也存在相位滞后,但相对于传统比例谐振控制器,低频段的相位滞后得到了明显改善,其中基波频率处的相位由原来的 -180° 提高到了 -135° 左右,且截止频率处的相位裕度也得到了保证,高于 45° ,从而确保了系统的稳定性。

由式(7)可以看出,改进谐振控制器中主要有积分系数 K_i ,角频率 ω_r 需要设计。图4a为积分系数 $K_i=1$,不同 ω_r 下的改进谐振控制器的伯德图。可以看出,随着 ω_r 的增大,增益整体增大,尤其是在谐振频率处;其次,随着 ω_r 的增大,控制器相位向下偏移,谐振频率处向 -90° 偏移。就 ω_r 的意义来说, ω_r 应该越大越好,这样输出波形原理上更接近给定信号,但是 ω_r 的选取不能一味求大,过大可能导致谐振频率处的相位滞后增大不利于系统稳定,因此,实际选取时需要折中考虑,选择合适的 ω_r 值。

图4b为 $\omega_r=3\,000\pi$ 时,不同 K_i 下改进谐振控制器的伯德图,随着 K_i 增大,改进谐振控制器在各个频率点处的增益都增大,而 K_i 对改进谐振控制器的相位没有影响,随着 K_i 的变化,相位不发生变化。

图4 不同 ω_r 和 K_i 下改进谐振控制器的伯德图Fig.4 Bode diagram of improved resonant controller under different ω_r and K_i

3 仿真实验与分析

利用 Matlab/Simulink 建立单相全桥逆变器的仿真模型,采用电压电流双环控制策略,内外环采用改进谐振控制器,分别在不同类型的负载下进行仿真实验。系统参数如下:直流电压 $E_d=230\text{ V}$,基波频率 $f_0=400\text{ Hz}$,载波频率 $f_{cr}=5.6\text{ kHz}$,输出滤波电感 $L=50\text{ }\mu\text{H}$,输出滤波电容 $C=330\text{ }\mu\text{F}$,阻尼电阻 $r=0.01\text{ }\Omega$ 。根据第2节分析,本文中控制器参数选择如下: $\omega_r=3\,000\pi$, $K_i=4.4\times 10^{-4}$,电压环比例系数 $K_{pu}=10$,电流环比例系数 $K_{pi}=0.8$ 。

3.1 稳态仿真实验

主要针对电容电感滤波的单相二极管整流型非线性负载进行稳态仿真实验,滤波电容

$C=440\ \mu\text{F}$,滤波电感 $L=155\ \mu\text{H}$,整流负载为电阻 $R=2\ \Omega$ 。仿真结果如图5、图6所示。

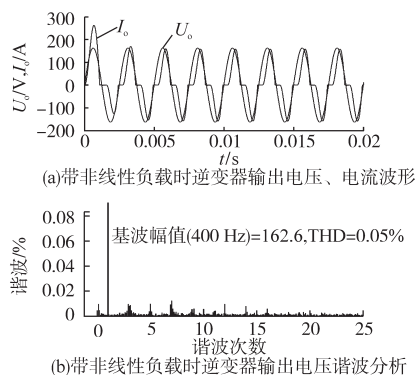


图5 带非线性负载时仿真结果

Fig.5 Simulation results with nonlinear loads

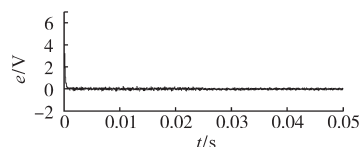


图6 非线性负载下系统稳态误差

Fig.6 Steady state error of system under nonlinear load

由图5仿真结果,图6系统稳态误差波形可以看出,采用改进谐振控制器的双环控制系统对于非线性负载具有良好的控制作用,不仅能够实现稳态无静差跟踪,而且具有很好的动态特性,虽然在控制的开始阶段,控制效果不理想,误差较大,需要进一步的研究优化。但之后在不到1个基波周期的时间内就能够达到良好的控制效果,使得稳态误差接近于零,因此整体控制效果较好。

3.2 动态仿真实验

分别对不同负载条件下进行投切负载的动态实验,检验改进谐振控制器的动态性能,验证逆变器输出电压波形的稳定性,负载参数如表1所示。

表1 动态仿真实验负载参数表

Tab.1 Load parameter table of dynamic simulation experiment

负载类型	电阻负载	阻感负载	非线性负载
参数	$R=2\ \Omega$	$R=2\ \Omega$ $L=1\ \text{mH}$	$C=440\ \mu\text{F}$ $L=155\ \mu\text{H}$

图7为各种负载下的突投、突切仿真波形。可以看出,在0.01s时突投负载,0.02s突切负载,3种负载下的输出电压波形基本没有波动,尤其是在非线性负载条件下也能保持基本不变,系统稳定性较好,受负载变化的影响很小,由此可以看出该控制器得到了满意的控制效果。

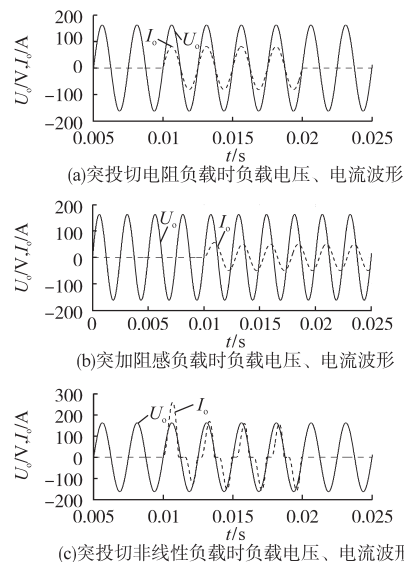


图7 改进谐振控制器突投突切负载动态仿真结果

Fig.7 Dynamic simulation results of sudden load and sudden load cut by improved resonant controller

3.3 不同工况下仿真结果

图8为不同工况下的仿真结果。可以看出,在空载、轻载、满载3种工况下,逆变器输出电压和负载电流波形质量较好,且在3种工况间切换时,输出电压也具有较好的适应性,基本保持不变,故其具有较好的动、静态特性。

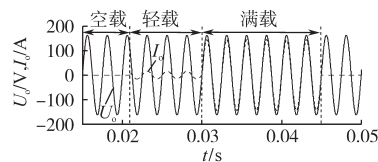


图8 不同工况下仿真结果

Fig.8 Simulation results under different working condition

4 结论

本文基于输入与输出信号的频域关系出发,推导了一种改进谐振控制器,并分析了改进谐振控制器的频域特性。结果表明,改进谐振控制器与传统的谐振控制器有着类似的作用,能够实现交流信号的无静差跟踪,并且改进谐振控制器在谐振频率及其附近的相角滞后较小,相位稳定裕度较大,更有利于系统稳定。最后通过搭建仿真模型,对不同负载条件下的稳态及动态进行了仿真实验,仿真结果验证了理论分析。

参考文献

- [1] 谢少军,陈万.电压电流双闭环瞬态值控制级联逆变器研

- 究[J]. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(5):589-594.
- [2] Xiong J, Zhou L, Zhang K, *et al.* High Precision Multi-loop Control Strategy for Single-phase PWM Inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(12):79-83.
- [3] Zmood D N, Holmes D G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-state Error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 18(3):814-822.
- [4] 陆帅, 李敏远. 基于重复控制400Hz逆变电源数字控制系统研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(11):53-55.
- [5] Yang Y, Zhou K, Lu W. Robust Repetitive Control Scheme for Three-phase Constant-voltage-constant-frequency Pulse-width Modulated Inverters[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(6): 669-677.
- [6] 陈新仪. PWM逆变电源数字无差拍控制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2011.
- [7] 姜卫东, 汪磊, 皋艳, 等. 一种实现内环电流跟踪的改进无差拍控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8):2370-2382.
- [8] 吴浩伟, 段善旭, 易德刚, 等. 基于重复和PI控制的中频逆变器复合控制方案[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4):38-40.
- [9] 李金刚, 钟彦儒, 马鑫. 基于DSP中频逆变器复合控制的实现研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(1):71-73.
- [10] 宋平岗, 陈欢, 章伟, 等. 地铁供电系统APF谐波抑制研究[J]. 华东交通大学学报, 2016, 33(4):122-129.
- [11] 胡文华, 马伟明, 刘春喜. 一种新型交流PI调节器及其在逆变电源中的应用[J]. 电气传动, 2010, 40(1):38-42.
- [12] 黄如海, 谢少军. 基于比例谐振调节器的逆变器双环控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2):77-81.
- [13] 陈轶涵, 龚春英, 邓翔. 一种提高中频逆变器外特性的谐振控制器建模与带宽设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 94-102.

收稿日期:2018-04-05

修改稿日期:2018-06-05

—————
 (上接第66页)

- [3] Mumtaz F, Syed M H, Hosani M A, *et al.* A Novel Approach to Solve Power Flow for Islanded Microgrids Using Modified Newton Raphson with Droop Control of DG[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2016, 7(2):493-503.
- [4] 支娜, 张辉, 肖曦. 提高直流微电网动态特性的改进下垂控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(3):31-39.
- [5] 张犁, 孙凯, 吴田进, 等. 基于光伏发电的直流微电网能量变换与管理[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2):248-254.
- [6] 支娜, 张辉, 肖曦, 等. 分布式控制的直流微电网系统级稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(2):368-378.
- [7] Nallusamy S, Velayutham D, Govindarajan U, *et al.* Power Quality Improvement in a Low-voltage DC Ceiling Grid Powered System[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(10): 1902-1911.
- [8] 付超, 廖仰凯, 樊世通, 等. 风储海水淡化孤立微电网运行与控制实时仿真试验研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(14):41-47.
- [9] 尹晨旭, 孙建军, 刘邦, 等. 控制器硬件在环混合仿真系统延时及补偿方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(9): 151-155.
- [10] Wang J, Song Y, Li W, *et al.* Development of a Universal Platform for Hardware In-the-loop Testing of Microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(4): 2154-2165.
- [11] 王毅, 张丽荣, 李和明, 等. 风电直流微网的电压分层协调控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(4):16-24.

收稿日期:2018-04-17

修改稿日期:2018-06-26