

基于 H_∞ 控制算法的单相逆变电源控制器研究

陈宝远, 邹丽爽, 吴茜, 孙晨琳, 林喜荣

(哈尔滨理工大学 测控技术与仪器黑龙江省高校重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 为了在设计阶段定量描述逆变电源所能承受的负载变化范围, 设计了基于 H_∞ 控制理论的单相逆变电源控制器. 在控制器设计过程中, 充分考虑逆变电源的数学模型与实际对象之间的误差, 运用输出端乘型描述方式, 对因负载变化而引起的不确定性模型集合进行了描述, 并将正弦信号作为控制系统设计和跟踪的目标. 仿真结果表明, 该控制方案使正弦波逆变电源获得了良好的稳态和动态性能, 在承受阶跃噪声扰动时仍具有较好的控制品质, 保证了控制系统抵抗负载参数变化引起的不确定性扰动的能力.

关键词: H_∞ 控制算法; SPWM 逆变电源; 输出乘法扰动

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2010)04-0014-05

Study on Single-phase Inverter Controller Based on H_∞ Control Algorithm

CHEN Bao-yuan, ZOU Li-shuang, WU Qian, SUN Chen-lin, LIN Xin-rong

(The Higher Educational Key Laboratory for Measuring and control Technology and Instrumentations of Heilongjiang Province, Harbin University of Science and Technology, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: In order to quantitatively describe the range of load change that the system can bear, a controller for inverter base on H_∞ control method is designed in this paper. The error between mathematical model and practical object of inverter is fully considered in the design. Using the output multiplicative perturbation to describe the uncertainty model caused by the load changing, sinusoidal signal is used as designing and tracking target. Simulation results show that the controller can endow the SPWM inverter with good steady state and dynamic performance and it can also keep better control quality under the disturbance of step noise. The designed controller can ensure the ability of control system to withstand uncertain disturbance caused by parameter variations of load.

Key words: H_∞ control algorithm; SPWM inverter; output multiplicative perturbation

0 引言

近年来, DC/AC 逆变器广泛应用于通信、自动化控制等领域, 对其输出波形稳态精度、总谐波畸变率和动态响应都提出了更高的要求, 促使其控制方

法成为研究重点. 目前, 国内外研究比较多的控制策略主要有: 数字 PID、状态反馈、重复控制、滑模变结构控制、无差拍控制、智能控制等. 虽然它们各自具有不同的优点, 然而这些控制算法都不能在设计过程中保证输出电压的稳态误差和总谐波畸变率 (THD) 能被很好的抑制时, 系统所能承受的负载变

收稿日期: 2008-12-24

基金项目: 黑龙江省教育厅科学技术研究项目 (11533030)

作者简介: 陈宝远 (1970—), 男, 高级实验师, E-mail: chenbaoyuan@126.com;

邹丽爽 (1983—), 女, 硕士研究生.

化范围.

为了解决这个问题,本文设计中应用了 H_∞ 控制算法充分考虑理想模型与实际系统之间存在不确定性因素的特点,设计了基于 H_∞ 控制算法的单相逆变电源控制器,保证负载在确定范围内变化时,对输出电压的稳态误差和 THD 值都具有很好的抑制作用.

1 逆变器的数学模型

单相电压型 SPWM 逆变器的电路模型如图 1 所示. 电压源 U_i 为来自逆变桥的输出电压,它是单极性或双极性的 PWM 脉冲序列. 流过滤波电感 L 上的电流为 i_L ,电感的内阻为 r_L ;流过滤波电容 C 上的电流为 i_c ,电容的内阻为 r_c ,流过负载的电流为 i_0 ,输出电压为 U_0 ,逆变电源带负载时阻值为 $R + L_1 + C_1$.

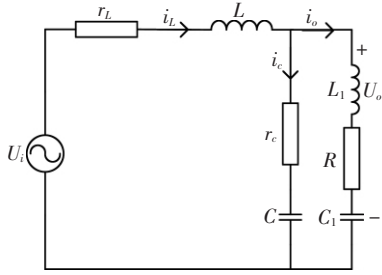


图1 单相逆变器的电路模型

根据基尔霍夫定理可得

$$U_i = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + U_0 \quad (1)$$

$$\frac{1}{C} \int i_c dt + r_c i_c = U_0 \quad (2)$$

$$R i_0 + L_1 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_0 dt = U_0 \quad (3)$$

$$i_c + i_0 = i_L \quad (4)$$

由式(1)~(4)可得

$$\frac{U_0(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{\left[\frac{Ls + r_L}{1 + r_L Cs} + \frac{Ls + r_L}{RC_1 s + L_1 C_1 s^2 + 1} C_1 s + 1 \right]} \quad (5)$$

调制信号为 $u_g = U_g \sin \omega t$,基波分量 U_g ,调制方式为单极性调制,运用平均法对该调制方法进行数学建模.由于 $T_c \ll T$,输出电压的平均值可以看作是输出电压的基波分量 U_{do} ,经过推导可得输出电压与输入电压之间的传递函数

$$G(s) = \frac{U_0(s)}{U_g(s)} = \frac{U_{do}}{U_{cm}} \frac{1}{\left[\frac{Ls + r_L}{1 + r_L Cs} + \frac{Ls + r_L}{RC_1 s + L_1 C_1 s^2 + 1} C_1 s + 1 \right]} \quad (6)$$

为方便设计控制器,忽略掉电感阻性和电容的阻性,且将负载视为纯阻性负载,输出电压与输入电压之间的理想传递函数为

$$G_0(s) = \frac{U_{do}}{U_{cm}} \frac{R}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (7)$$

则实际模型与简化模型之间的差别为

$$\Delta G(s) = G(s) - G_0(s) \quad (8)$$

2 H_∞ 控制器的设计

2.1 基本原理

为解决古典频域理论不适宜 MIMO 系统设计及线性二次型最优控制(LQG)不适用于模型摄动的技术难题,20世纪80年代初,Zames 和 Doyle 考虑数学模型与实际对象之间的误差,以控制系统内某些信号间的传递函数(矩阵)的 H_∞ 范数为优化指标,提出了 H_∞ 控制理论^[2],为具有模型摄动的 MIMO 系统提供一种频域的鲁棒控制器设计方法,改变了近代控制理论过于数学化的倾向,更加接近工程实际需要,成为控制理论研究的热点之一.近年来,Gahinet 和 Apkarian 提出的线性矩阵不等式(LMI)^[3]为分析 H_∞ 运用鲁棒控制器提供了可靠通用的数学方法^[4].

图2为 H_∞ 鲁棒控制系统^[5].其中 η 为系统的量测噪声; $G_0(s)$ 为名义被控对象; $K(s)$ 为要设计的控制器; $W(s)$ 为乘型模型不确定性界函数.在单相逆变电源控制系中, $G_0(s)$ 为理想的存阻性负载时系统的数学模型, $W(s)$ 是理想的纯阻性负载模型与实际模型之间的误差.控制器控制目标对干扰和摄动具有很好的抑制能力,从而使得逆变器对系统参数变化和扰动具有不敏感性,使得负载变化范围在 $L_1 \in [0, 0.2H]$ 、 $R \in [0\Omega, \infty)$ 内,控制系统对输出电压的稳态误差和 THD 都具有很好的抑制作用.

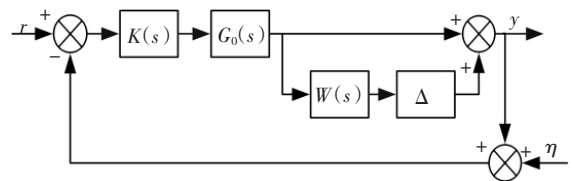


图2 H_∞ 鲁棒控制系统

2.2 权函数的选取

2.2.1 模型不确定性界函数 W 的选取

W 由模型的非结构不确定性即高频未建模动态特性和模型参数不确定性决定,反映出被控对象

本身固有的特性. 由式 $\|P\|_{\infty} \leq 1$ 可得

$$\left| \frac{G(j\omega) - G_0(j\omega)}{G_0(j\omega)} \right| < |W(j\omega)| \quad (9)$$

即选取摄动权函数时, 其幅频特性曲线应该位于系统摄动最大时的幅频特性曲线的上方.

若设扰动负载变化范围为 $L_1 \in [0, 0.2H]$ 、 $R \in [0\Omega, \infty)$, 则负载摄动最坏时的传递函数为

$$G(s) = \frac{100 + 0.2s}{2 \times 10^{-7}s^3 + 10^{-4}s^2 + 0.22s + 10} \quad (10)$$

即有

$$M(s) = \frac{1.979s^5 + 9.006 \times 10^3 s^4 + 4.77 \times 10^7 s^3 + 3.227s^5 + 4.161 \times 10^3 s^4 + 6.506 \times 10^7 s^3 + 9.1 \times 10^{10} s^2 + 1.99 \times 10^{14} s + 9.895 \times 10^{13}}{4.363 \times 10^{10} s^2 + 3.279 \times 10^{14} s + 1.613 \times 10^{16}} \quad (11)$$

此时选取模型不确定性界函数 W 为

$$W(s) = \frac{7000s + 1.05 \times 10^7}{s^2 + 6.4s + 1.024 \times 10^7} \quad (12)$$

2.2.2 电压跟踪误差权函数 W_1 的选取

为了保证逆变电源的输出电压的质量优良, 必须选择一个合适的电压跟踪误差权函数. 在本逆变电源控制系统中, 输出电压跟踪的是一个基波频率为 50 Hz 的正弦波, 因此不能使用已经成熟的跟踪阶跃信号的权函数选择方法. 为了保证输出电压相对于 50 Hz 的正弦波参考电压的跟踪误差小, 由内模原理可知, 控制器中必须包含 $s = \pm j100\pi$ 这两个极点, 综合考虑选取电压跟踪误差权函数为

$$W_1 = \frac{(100\pi)^2}{s^2 + 20\pi s + (100\pi)^2} \quad (13)$$

2.3 H_{∞} 输出反馈控制器的设计及优化

选定了模型不确定权函数和电压跟踪误差权函数后, 对控制器进行设计. 首先将该设计问题转化为标准 H_{∞} 问题^[8].

获取广义被控对象的状态空间表达式

$$\dot{x} = Ax + [B_1, B_2] \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中: x 为控制系统的状态向量; $\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ 为控制系统的

输入向量, $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$ 为控制系统的输出向量.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 20000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -500 & -1240 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & -62.83 & -9.87 \times 10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -6.4 & -1.024 \times 10^7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B_1 \ B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 500 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; [C_1 \ C_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 9.87 \times 10^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 7000 & 1.05e7 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 10^{-5} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

将 H_{∞} 问题转换成如下的线性矩阵不等式的最优化问题, 即求取使得鲁棒度 γ 最小^[8], 即

$$\begin{bmatrix} N_{12} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} AR + RA^T & RC_1^T & B_1 \\ CR & -\gamma I & D_{11} \\ B_1 & D_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{12} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} N_{21} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T S + SA & SB_1 & C_1^T \\ B_1^T S & -\gamma I & D_{11}^T \\ C_1 & D_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{21} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad (18)$$

其中 $R = R^T$ 、 $S = S^T$ 、 $N_{12} = [B_2^T \ D_{12}^T]$ 、 $N_{21} = [C_2 \ D_{21}]$.

2.3.3 采用 Matlab 鲁棒工具箱中的 hinflmi() 函数进行最优 H_{∞} 控制器设计. 得到控制器的传递函数

$$G_c(s) = \frac{12381886.954(s + 705.1) \times (s^2 + 1240s + 10^7)(s^2 + 6.4s + 1.024 \times 10^7)}{(s + 1.878 \times 10^5)(s + 1658)(s + 628.3) \times (s + 157.1)(s^2 + 1.947 \times 10^5 + 3.661 \times 10^{10})} \quad (19)$$

此时 $\gamma = 0.7218$.

为了实现方便, 应用 Routh 算法进行降阶处理得

$$G_c(s) = \frac{47.17s^2 + 196800s + 1.276 \times 10^8}{s^3 + 2411s^2 + 1.376 \times 10^6s + 1.605 \times 10^8} \quad (20)$$

3 仿真及结果

为验证本文设计的基于 H_∞ 控制算法的控制器在各种负载作用时对谐波的抑制作用,在 Matlab/simulink 的仿真环境下,建立了单相全桥逆变器的仿真电路^[9-10],如图3所示.在仿真实验中,输入直流电压为 $U_d = 350$ V;载波频率为 6 000 Hz;逆变电源额定输出电压 $U_{REF} = 220$ V;输出电压频率 $f = 50$ Hz;滤波电感 $L = 2$ mH;滤波电容 $C = 50$ μ F;负载分别为 15 Ω 的纯阻性负载和电感量为 $L = 2$ mH 阻值为 5 Ω 的非线性负载.图3至图8为基于 H_∞ 控制算法设计的单相逆变电源控制系统的仿真图.

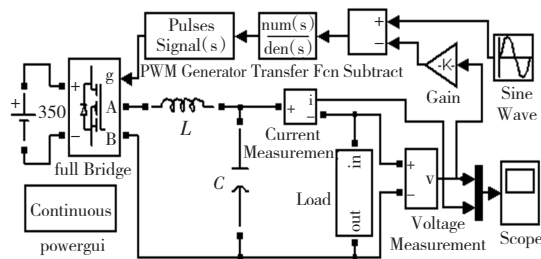


图3 仿真电路

图4和图5分别是负载为 15 Ω 电阻时的输出电压、输出电流波形和输出电压的 FFT 分析.从图4、图5可以看出,在纯阻性负载的情况下,输出电压的基波电压为 221 V, $THD = 0.43\%$,仿真结果表明,在该控制器的作用下,纯阻性负载时输出电压的相对稳态误差小,总谐波畸变率低.

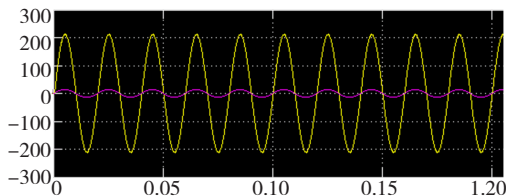


图4 负载为 15 Ω 电阻时的输出电压和输出电流波形

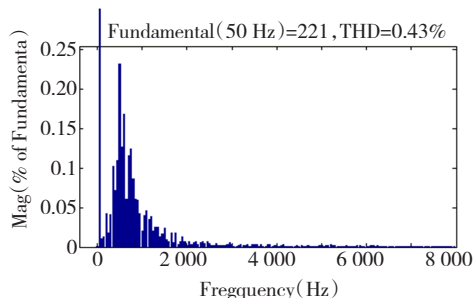


图5 负载为 15 Ω 电阻时的输出电压 FFT 分析

在进行仿真实验分析时,采用电感量为 2 mH 的电感和阻值为 5 Ω 的电阻串联构成非线性负载.图6和图7分别是输出电压、输出电流波形和输出电压的 FFT 分析.从图6、图7可以看出,在非线性负载的情况下,输出电压的基波电压为 221.5 V, $THD = 0.57\%$,表明在该控制器的作用下,输出电压的相对稳态误差较小,谐波含量也较低.

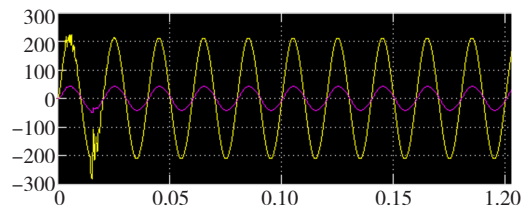


图6 非线性负载时的输出电压和电流

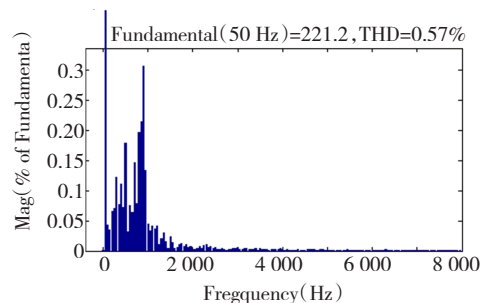


图7 非线性负载时输出电压的 FFT 分析

图8和图9为加入幅值为 10V 阶跃噪声时的阻性负载输出电压、电流波形和输出电压的 FFT 分析,图8、图9仿真结果表明,在阻性负载在阶跃噪声扰动情况下,输出电压的基波电压为 222.9V, $THD = 0.68\%$,稳态误差和谐波含量都能得到很好的抑制.

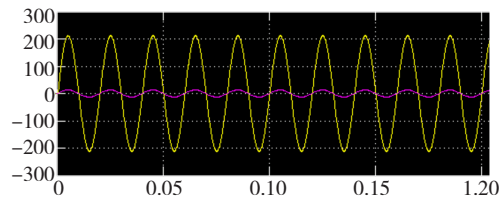


图8 阻性负载有阶跃噪声时的输出电压和电流波形

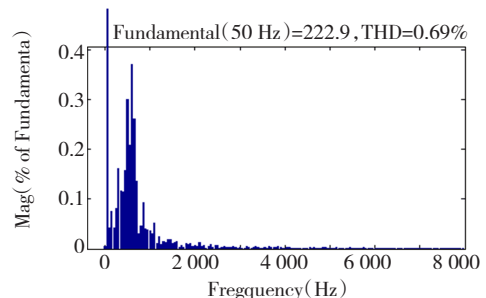


图9 阻性负载有阶跃噪声的输出电压的 FFT 分析

4 结 论

本文设计了基于 H_∞ 控制算法的单相逆变电源控制器. 仿真结果表明, 在该控制器的作用下, 负载在 $L_1 \in [0, 0.2H]$ 、 $R \in [0\Omega, \infty)$ 变化范围内时, 逆变电源输出电压的稳态误差, 总谐波畸变率分别低至 0.43% 和 0.57%. 带有阶跃噪声扰动的线性负载时, 输出电压的稳态误差较小, 谐波畸变率为 0.68%.

在本控制器的设计过程中, 通过大量仿真实验, 取得的大量实验数据, 都验证了在指定负载(线性负载和非线性负载)变化范围内, 采用本文的设计方法, 可以得到对输出电压的稳态误差和 THD 都有很好的抑制作用的单相逆变电源控制器.

参 考 文 献:

- [1] LIU Shan-zhong, SUN Long-he. The Research Actuality of H_∞ Control Theory and Its Application [J]. Electronics Optics & Control, 2007, 14(3): 87-91.
- [2] OLIVEIRA Vilmaa, EDUARDO S Tognetti, DANIEL Siqueira. Robust Controllers Enhanced With Design and Implementation Processes [J]. IEEE Trans. On Education, 2006, 49(3): 370-

382.

- [3] MONTAGNER V F, OLIVEIRA R C L F, LEITE V J S, et al. LMI Approach for H_∞ Linear Parameter-varying State Feedback Control [J]. IEE Proc. - Control Theory Appl., 2005, 152(2): 195-201.
- [4] 华建军, 沈艳霞, 纪志成. 基于 PSIM 断续导通模式的 DC-DC 变换器的建模与仿真研究 [J]. 电机与控制学报, 2007(5): 522-528.
- [5] YANG Yan-Sheng, JIA Xin-Le. Robust Control and its Application of Uncertain Systems [M]. Beijing: Science Publisher, 2004: 56-85.
- [6] LEE T S, CHIANG S J, CHANG J M. H_∞ Loop-Shaping Controller Designs for the Single-Phase UPS Inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 473-481.
- [7] 赵 霞, 张 伟, 陈启军. 分散多速率采样系统 H_∞ 控制的扩展顺序设计 [J]. 电机与控制学报, 2007(6): 659-665.
- [8] LI Dazhong, JIN Hongliang, LIU Shuping. Method of Parameter Fuzzy Optimization of H_∞ Controller Based on Mixed Sensitivity Function [J], 2004, 21(1): 134-138.
- [9] 贾德利, 尤 波. 大功率 IGBT 逆变式空气等离子切割电源的关键技术 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2008, 13(1): 109-112.
- [10] 宋百玲, 宋恩哲. 应用 Simulink 对 M851 型柴油机调速系统建模与仿真 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2004(6): 468-471.

(编辑: 付长缨)

(上接第 13 页)

仪器进行自定义及编程的功能. 该逻辑分析仪具有虚拟仪器的一切优点, 顺应了当代测试领域仪器的发展趋势, 同时具备 USB 设备传输速率高和使用方便等特点. 经过硬件调试、软件仿真以及模拟实验, 系统达到了设计要求. 下一步的工作是在增加通道数量、加大数据存储容量、增加触发方式、提高软件对采集数据的分析和处理能力等方面做进一步的研究.

参 考 文 献:

- [1] 刘思久, 于德伟, 罗 艳, 等. 基于虚拟仪器的 PCB 数字功能模块的测试 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2005, 10(6): 112-116.
- [2] 钱 峰. EZ-USB FX2 单片机原理、编程及应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.

- [3] 张邦涛, 张礼勇. 基于 USB2.0 的数据采集器和波形发生器的设计 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2007, 12(2): 90-93.
- [4] 刘思久, 张礼勇. 虚拟仪器与基于 USB 总线的测试设备 [J]. 电测与仪表, 2003, 40(1): 11-17.
- [5] 师奕兵, 王厚军. 高速逻辑分析仪产品化设计的关键技术 [J]. 仪器仪表学报, 2002, 23(S5): 38-40.
- [6] 潘 松, 黄继业. EDA 技术与 VHDL [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [7] 张礼勇, 刘思久. 虚拟仪器与 USB 方式的探讨和实践 [J]. 电子测量与仪器学报, 2003, 17(2): 70-74.
- [8] 于宗光. IEEE 1149.1 标准与边界扫描技术 [J]. 电子与封装, 2003, 3(5): 40-47.
- [9] 阙 浩, 岳瑞华. 基于虚拟仪器技术的综合测试系统 [J]. 微机计算机信息, 2007, 23(11): 130-132.

(编辑: 温泽宇)