10月

2011 年

文章编号:0253-9993(2011)10-1768-05

基于改进重复控制和双闭环 PI 控制的逆变器研究

宋建成¹,刘国瑞¹,李永学²,付峻青²,宋玉峰²,樊志坚³,黄保柱³

(1. 太原理工大学 电气与动力工程学院,山西 太原 030024;2. 山西晋城无烟煤矿业集团有限责任公司,山西 晋城 048000;3. 上海自间电控 设备有限公司,上海 201317)

摘 要:针对逆变器由于输入直流电压波动、桥臂控制死区和带非线性负载引起输出电压波形畸 变,供电品质下降等问题,建立了 PWM 逆变器的数学模型,提出了一种基于改进重复控制和双闭 环 PI 控制相结合的逆变器新型控制方案,采用改进重复控制方法提高逆变器的稳态精度,利用双 闭环 PI 控制方法改善逆变器的动态特性。该方案在一套基于 STM32F103VB 控制系统的 UPS 电 源装置逆变单元进行了相关实验,实验结果表明,设计的逆变器稳态精度高,动态响应快。 关键词:重复控制;双闭环 PI 调节; PWM 逆变器; 电容电流内环 中图分类号:TD611.3 文献标志码:A

Research on the inverter based on improved repetitive control combined with dual loop PI control

SONG Jian-cheng¹ ,LIU Guo-rui¹ ,LI Yong-xue² ,FU Jun-qing² , SONG Yu-feng² ,FAN Zhi-jian³ ,HUANG Bao-zhu³

(1. College of Electrical and Power Engineering , Taiyuan University of Technology , Taiyuan 030024 , China; 2. Jincheng Anthracite Coal Mining Group Co.,
 Ltd. Jincheng 048000 , China; 3. Shanghai Zijian Electric Control Equipment Co. Ltd. Shanghai 201317 , China)

Abstract: In order to solve the problems such as output voltage waveform distortion and power quality decline owing to inverter input DC voltage fluctuation the bridge arm control deadtime and nonlinear loads etc ,a mathematical model of PWM inverter was established and a new inverter control scheme based on improved repetitive control method combined with dual-loop PI control method was presented. The dual-loop PI control method was used to improve the dynamic characteristics of the inverter and the improved repetitive control method was adapted to increase the steady state accuracy. The experiments related to the control scheme were done in the base of inverter unit of UPS power device controlled by STM32F103VB ,the experimental results show that the inverter is of good characteristics ,such as high steady accuracy and fast response and so on.

Key words: repetitive control; dual-loop PI regulator; PWM inverter; capacitor current inner-loop

随着逆变器的应用越来越广泛,对其输出波形的 质量要求也越来越高,主要包括稳态波形正弦度,动 态响应速度,总谐波畸变率(Total harmoninc distortion,THD)等技术性能指标。

早期的逆变器控制主要采用开环控制正弦波电 压输出,依靠输出电压有效值外环使输出电压有效值 稳定^[1]。这种控制方式,仅能维持输出电压有效值 大小不变,其波形正弦度比较差,THD比较大,尤其 在非线性负载条件下,其输出波形将出现严重失真, 而且其波形动态响应速度比较慢。近些年,为了改善 逆变器的供电品质,广大学者相继提出了数字化 PID 控制,重复控制,无差拍控制等控制方案^[2-4]。数字 化 PID 控制,不论是瞬时值电压单环,还是电压电流 双闭环,都是通过将模拟化的 PID 控制器直接离散化 进行控制,该方法虽然能够使逆变器的动态响应加 快,但由于忽略了离散系统与连续系统的差别,因此 其输出稳态性能较差。基于内模原理的重复控制策 略由于其控制思想是假设上一个周期出现的波形误

收稿日期:2010-12-28 责任编辑:许书阁

基金项目:国家"十一五"科技支撑计划重点资助项目(2007BAK29B05 2007BAB13B01);山西省高等学校中青年拔尖创新人才计划项目

作者简介:宋建成(1957—) 男,山西运城人 教授,博士生导师,博士。联系人:刘国瑞(1984—) ,男,山西运城人,硕士研究生。E – mail: li– uguorui_4611@163.com

差会在下一个周期相同时间重复出现^[5-6] 因此该控制方法对周期性的扰动有较好抑制作用 稳态效果比较好 但动态效果相对较差。无差拍控制由于只是对逆变器输出电压进行了无差拍控制 ,且控制过程对系统参数比较敏感 ,导致系统的鲁棒性比较差^[7]。

本文针对现有控制技术存在的输出波形正弦度 差、稳态效果和动态效果不能兼顾、系统鲁棒性差等 问题,建立了 PWM 逆变器的数学模型,提出了一种 基于改进重复控制和双闭环 PI 控制相结合的控制方 案,重复控制用于改善逆变器的稳态输出波形,双闭 环 PI 控制用于改善逆变器对非周期扰动的瞬态响应 速度。实验结果表明,本文设计的逆变器稳态输出电 压波形正弦度高,谐波含有率低,动态响应速度快。

1 SPWM 逆变器的拓扑结构和数学模型

三相电压源型逆变器拓扑结构如图 1 所示,由直 流电压源、三相逆变桥、LC 滤波器组成。其中三相逆 变桥由三相输出电压大小相等,相位互差 120°的 3 个单相半桥式逆变器构成。



source inverter system

假设图 1 中直流母线电压值 V_{de}恒定, IGBT 为理 想功率开关器件, 且 LC 滤波器的谐振频率远低于逆 变器的开关频率,则逆变桥可以被简化为一个恒定增 益的放大器,从而可以利用状态空间平均法建立逆变 器的线性化模型。图 2 为图 1 所示三相电压源型逆 变器 A 相状态模型电路。



图 2 A 相状态模型电路

Fig. 2 State model circuit of A phase

图 2 中 µ_A代表逆变桥 A 相输出电压 ,对于数字 化控制来说 ,它是一双极性的 PWM 脉冲序列。*i*₀为 负载电流 ,其波形视具体负载而定。电阻 R 为滤波 电感 L 的等效电阻和逆变器中其它各种阻尼因素的 综合。根据基尔霍夫电压和电流定理,可以得到逆变器 A 相的小信号模型为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{C}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C}i_{\mathrm{L}} - \frac{1}{C}i_{\mathrm{0}} \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L}u_{\mathrm{A}} - \frac{1}{L}u_{\mathrm{C}} - \frac{R}{L}i_{\mathrm{L}} \end{cases}$$
(1)

选择电容电压 u_c和电感电流 i_L作为状态变量, 可得逆变器 A 相的连续时间状态方程为

$$\dot{x} = ax + bu$$

$$y = cx$$
(2)

 $\vec{\mathbf{x}} \mathbf{\dot{\mu}} , \mathbf{x} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{C}} & i_{\mathrm{L}} \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{A}} & i_{\mathrm{0}} \end{bmatrix}; \mathbf{y} = u_{\mathrm{C}}; \mathbf{a} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}_{\circ}$

由式(2) 可以得到逆变器频域下的指令传递函 数式如式(3) 所示。

$$G(s) = \frac{1/(LC)}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}$$
(3)

由式(3) 可知 ,逆变器空载时 ,谐振频率 $\omega = 1/\sqrt{LC}$,阻尼比 $\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} < 1$ 。

♪ SPWM 逆变器双闭环 PI 控制器设计

三相电压源型逆变器的双闭环控制由于加入了 电流内环 使逆变器控制系统的带宽加大 ,瞬态响应 加快 非线性负载适应能力加强 ,输出电压的 THD 降 低 ,提高了其输出波形正弦度和供电质量^[8-10]。

2.1 逆变器的双闭环控制

三相电压源型逆变器的双环控制分为两类:一类 是滤波电感电流内环和电压外环控制;另一类是滤波 电容电流内环和电压外环控制。图3是电容电流内 环电压外环控制策略的系统框图。



图 3 电容电流内环和电压外环控制策略的系统 Fig. 3 System block diagram of control strategy with capacitor current inner loop and voltage outer loop

图 3 中 ,*C* 为逆变器输出 LC 滤波器的电容量; *L* 为逆变器输出 LC 滤波器的电感量; *R* 为等效电阻值, 包括滤波电感 L 的等效电阻和逆变器中其它各种阻 尼因素; $G_{
m v}$ 为电压外环调节器; $G_{
m i}$ 为电流内环调节器。

电压给定信号 U_{e} 与输出电压反馈信号 U_{o} 比较得 到误差电压 U_{e} ,误差电压 U_{e} 经过电压调节器 G_{V} 得到 电感电流给定信号 U_{i} , U_{i} 与电容电流反馈信号 i_{c} 比 较得到误差信号 U_{L} , U_{L} 经过电流调节器 G_{i} 得到控制 量 U_{K} , U_{K} 对逆变器再实施控制。

2.2 控制器参数设计

在逆变器控制系统中,PID 控制应用非常广泛。 目前 PID 控制器参数设计方法主要有两种:一种是根 据经验在现场系统调试时整定;另一种是根据逆变器 频率响应特性采用试凑法设计 PID 控制参数。但这 些控制方法都没有与控制系统指标建立直接量化关 系,参数选择相对比较费时,且参数选择结果比较粗 略。本节针对现有 PID 参数整定存在的问题,根据自 动控制理论,采用基于极点配置的 PID 控制器参数整 定方法计算逆变器比例系数和积分系数,该方法将 PID 控制器参数计算与闭环控制系统性能指标建立 了量化关系,参数计算比较准确^[11-12]。当电容电流 内环和电压外环均采用 PI 控制器时有

$$\begin{cases} G_{\rm V}(s) = K_{\rm 1p} + K_{\rm 1i}/s \\ G_{\rm i}(s) = K_{\rm 2p} + K_{\rm 2i}/s \end{cases}$$

由图 3 可推出逆变器的闭环传递函数为

$$U_{o}(s) = \frac{U_{1}(s)}{U_{2}(s)}U_{g}(s) - \frac{U_{3}(s)}{U_{2}(s)}i_{0}(s)$$
 (5)

其闭环特征方程为

$$D(s) = LCs^{4} + (RC + K_{2p}C)s^{3} + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s^{2} + (6)$$

($K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}$

假设四阶双闭环控制系统的希望闭环主导极点 为 $s_{1,2} = -\zeta \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$,希望的闭环非主导极 点分别为 $s_3 = -m\zeta \omega_n s_4 = -n\zeta \omega_n$,则二阶双闭环系 统的希望特征方程为

$$D_r(s) = (s^2 + 2\zeta\omega s + \omega_n^2) (s + m\zeta\omega_n) (s + n\zeta\omega_n)$$
(7)

比较式(6)和式(7),并令对应项系数相等,可得

$$\begin{cases} K_{2p} = \frac{LC(2 + m + n)\zeta\omega_n}{C} - R \\ K_{1p}K_{2p} + CK_{2i} = LC\omega_n^2 [1 + (8)] \\ (2m + 2n + mn)\zeta^2] \\ K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i} = LC(m + n + 2mn\zeta^2)\zeta\omega_n^3 \\ K_{1i}K_{2i} = LCmn\zeta^2\omega_n^4 \\ \\ \textbf{h}\vec{x}(8) \vec{n}\vec{q} \\ \textbf{h}\vec{x}(8) \vec{n}\vec{q} \end{cases}$$

由式(9) 可以解出 K₂₀和 K_{2i} 推导出 K₁₀和 K_{1i}。

$$K_{1p} = \frac{a_2 - CK_{2i} - 1}{K_{2p}} K_{1i} = \frac{a_0}{K_{2i}}$$
(10)

2.3 控制器的数字化实现

由于计算机控制是一种采样控制,它只能根据采 样时刻的偏差值计算控制量,因此需要进行离散化处 理。按照模拟 PID 控制算法,现以一系列的采样时刻 点 kT 代表连续时间 t,以和式代替积分,以增量代替 微分,则可作如下变换:

$$\begin{cases} t = kT & (k = 0, 1, 2) \\ \int_{0}^{t} e_{t} dt \approx T \sum_{j=0}^{k} e_{(ji)} \\ \frac{de_{i}}{dt} \approx \frac{e_{(kT)} - e_{(k-1)T}}{T} \end{cases}$$
(11)

其中,*T*为采样周期。显然,上述离散化过程中,采样 周期*T*必须足够短,才能保证有足够的精度。将 *e*(*kT*) 简化表示成 *e*^k,可得离散化的 PID 表达式

$$u_{(k)} = K_{p} \left[e_{(k)} + \frac{T}{T_{I}} \sum_{j=0}^{k} e_{(j)} + \frac{T_{D}}{T} (e_{(k)} - e_{(k-1)}) \right]$$

式中 *k* 为采样序号; *u*(*k*) 为第 *k* 次采样时刻的计算机 输出值; *e*(*k*) 为第 *k* 次采样时刻的输入偏差值; *e*(*k*-1) 为第(*k*-1) 次采样时刻的输入偏差值。

3 重复控制器设计

基于内模原理的重复控制器对死区和非线性负 载引起的周期性扰动有很好的抑制作用^[13-15]。本设 计采用改进型重复控制器 即在重复信号发生器内模 中附加一滤波器 如图 4 所示。



图 4 改进型重复控制器结构

Fig. 4 Block diagram of improved repetitive controller

图 4 中 r 为逆变器给定信号 y 为逆变器输出电 压 p 为误差信号 d 为死区、负载等其它周期性扰动 等效信号 z^{-N} 为周期延迟环节 N 为一个工频周期的 采样次数 $\mathcal{L}(z)$ 为重复控制环路补偿器 $\mathcal{P}(z)$ 为第 1 节设计好的双闭环系统。

在重复信号发生器内模中加入滤波器 Q(z)后, 内模公式变为

$$G_m(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{1}{1 - Q(z) z^{-N}}$$

未加入滤波器 Q(z) 的重复信号发生器内模由于

给逆变器系统带来了 N 个位于单位圆周上的极点, 使系统处于临界稳定状态 容易受到建模时参数误差 和外界扰动而变得不稳定,加入 Q(z) 可以提高系统 的稳定性 Q(z) 通常可以取小于1的常数。

补偿器 C(z) 根据控制对象 P(z) 的特性设置,在 检测到上一周期的误差信息后,补偿器 C(z) 负责在 下一周期给出幅值相位准确的控制量。

周期延迟环节 z^{-N} 使控制动作延迟一个周期进 行,它是补偿器 C(z) 进行相位补偿所必需的。

4 实验及结果分析

4.1 系统硬件结构

图 5 为逆变器控制结构及其实物 其中实物部分 是一套未装电池,为煤矿井下监测监控系统供电的 127 V 在线式 UPS 系统,包括整流和逆变两大模块。 主要构成部件包括:9 kV · A 输入隔离降压变压器; 三相输入工频铁芯电抗器; IGBT 及驱动模块(贴近散 热器);控制主板(CPU 部分);直流平波电抗器;显示 通讯用 320 × 240 触摸屏; 9 kV · A 输出隔离变压器; 输出 LC 滤波器; ACLT – 3810 交流智能假负载。



图 5 硬件结构和实物

Fig. 5 Hardware structure diagram and physical picture

4.2 实验结果

按照实验要求,在容量为9 kV · A 的基于 STM32 控制器的在线式 UPS 实验平台上进行了相关 实验。逆变器直流母线电压输入接前级 PWM 整流器 直流输出 360 V 输出交流三相电压 127 V。逆变器 开关频率为6 kHz 输出 LC 滤波器电感采用工频铁 芯2 mH 电抗器 电容采用 CBB 系列 25 µF/400V 交 流电容器。图 6 为用泰克 TDS2014B 示波器测试的 实际运行电压波形:图7为用电能质量分析仪 FLUKE434 测试的 THD。



图 7



4.2.1 实验波形

图 6(a) 取自图 5 所示硬件实物中输出隔离变压 器(90 V/127 V) 原边90 V 抽头处相电压波形。可以 看出逆变器输出滤波前波形为一梯形波 包含有非线 性负载和死区引起的低次谐波及由 IGBT 高频开关 引起的高次谐波。滤波后,开关频率6 kHz 附近谐波 含有率为 1.3% 左右 5 次和 7 次等低次谐波含有率 为 2.3% 左右。图 6(b) 为逆变器接 ACLT - 3810 提 供的7 kV · A 整流型假负载时,经过重复控制和双 闭环 PI 控制后输出的电压波形, 取自输出隔离变压

器副边 127 V相电压抽头。从图中可以看出 输出波 形在重复控制和双闭环 PI 控制作用下并未严重畸 变,有较好的输出波形正弦度。图 6(c)为逆变器在 空载状态下突加 15 A 阻性负载时的波形。从图 6 (c)中可以看出,突加负载瞬间,输出电压有一短暂 降落,经过 1.5 ms 左右基本恢复正常,证明双闭环 PI 调节器参数设计合理,提高了逆变器的动态响应速度。

4.2.2 稳态精度

实验中,还测试了逆变器在连接不同级别的负载 时 输出电压的有效值精度。表 1 为逆变器在空载、 半载和满载时的测试情况,可知,在各种负载下,逆变 器输出电压有效值波动小于 2%。

表1 不同负载条件下三相输出电压有效值

 Table 1
 Three-phase output voltage RMS under different load conditions

相别	输出相电压有效值		
	空载	半载	满载
А	128.1	127.7	127. 4
В	127.9	127.5	127. 7
С	127.4	127. 8	128.0

4.2.3 THD 测试

图 7 为实验中对输出电压的总谐波畸变率 THD 的测试结果,可见 THD 为 3.6%,低于国标(GB/ T 14549 – 93)规定的 5%。说明逆变器重复控制器 和双闭环 PI 控制器设计合理,有效抑制了逆变器由 于各种原因引起的波形畸变。

5 结 论

(1)利用状态空间平均法建立了逆变器的线性 化数学模型,设计了基于改进重复控制器和双闭环 PI控制相结合的逆变器控制系统,搭建了以STM32 为控制器的实验平台。

(2) 实验结果表明,本文设计的控制器稳态精度
 高,小于5%; 动态响应快,1.5 ms 左右即恢复正常;
 谐波含量为3.6%,小于国标规定的5%。

参考文献:

- Liang Yongchun ,Wang Huizhen ,Yan Yangguang. Start pricess of flyback converter in double closeloop control [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics 2005 37(4):509-512.
- [2] Wu Min ,Lan Yonghong. H-infinity stste feedback robust repetive control for uncertain liner srstems [J]. Control Theory and Applications 2008 25(3):427-433.
- [3] Haithem Abu Rub. Predictive current control of voltage source inverters [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics ,2004 ,51 (3):

585 - 593.

- [4] 孙 鸣,庞 辉,丁 明.基于 PWM 控制的无功补偿装置的原理与仿真研究[J].煤炭学报 2004 29(6):744-747.
 Sun Ming, Pang Hui, Ding Ming. The principle and simulation of PWM controlled static var compensation device [J]. Journal of China Coal Society 2004 29(6):744-747.
- [5] Zhou Keliang , Wang Danwei. Digital repetive learning controller Three-phase CVCF PWM inverter [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on 2001 48(4):820 – 830.
- [6] Yokoyama T ,Igarashi Y ,Haneyoshi T ,et al. A study of digital instantaneous value control with filter capacitor current compensation for PWM inverter [J]. Trans. of IEE. Japan 2004 ,148(3):72-79.
- [7] Ben-Brahim L , Yokoyama T , Kawamura A. Digital control for UPS inverter [A]. IEEE – PEDS [C]. Singapore 2003:1 252 – 1 257.
- [8] 王晓晨,李红梅,孙凤香.基于矢量控制的矿井提升机交流双馈 调速系统[J]. 煤炭学报 2009 34(10):1424-1429.
 Wang Xiaochen Li Hongmei Sun Fengxiang. Mine hoist's adjustable-speed drive system using double-fed induction motor based on vector control strategy [J]. Journal of China Coal Society 2009 34 (10):1424-1429.
- [9] 王雪丹. 矿井提升机用串联谐振有源电力滤波器 PWM 控制策 略研究[J]. 煤炭学报 2010 35(2):338-342.

Wang Xuedan. Research on PWM control strategies of active power filter with series resonance designed for mine hoists [J]. Journal of China Coal Society 2010 35(2):338 - 342.

[10] 彭继慎,刘栋良,潘 雷,等.一种新型死区在线延时补偿算法
 [J].煤炭学报,2007,32(1):94-97.

Peng Jishen ,Liu Dongliang ,Pan Lei ,et al. A new dead-time on-line time delay compensation algorithm [J]. Journal of China Coal Society 2007 32(1):94-97.

- [11] 王 儒 方 宇 邢 岩.三相高功率因数 PWM 变换器可逆运行研究[J].电工技术学报 2007 22(8):46-51.
 Wang Ru ,Fang Yu ,Xing Yan. Research on bidirectional operation of a Three-phase high power factor converter [J]. Transactions of China Electrophonical Society 2007 22(8):46-51.
- [12] 孔雪娟,王荆江,彭 力,等.基于内模原理的三相电压源型逆 变电源的波形控制研究[J].中国电机工程学报 2003 23(7): 67-70.

Kong Xuejuan Wang Jingjiang Peng Li et al. The control scheme of Three-phase voltage-source inverter output waveform based on interval model theory [J]. Proceedings of the CSEE 2003 23(7):67-70.

- [13] 许爱国,谢少军.数字双闭环瞬时值控制逆变器外特性研究
 [J].南京航空航天大学学报 2006 38(4):513-518.
 Xu Aiguo Xie Shaojun. External characteristics of digital control inverter with instantaneous dual-loop feedback [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics 2006 38(4):513-518.
- [14] 张 凯. 基于重复控制原理的 CVCF PWM 逆变电源波形控 制技术研究[D]. 武汉: 华中理工大学 2000.
- [15] 彭 力,白 丹,康 勇,等. 三相逆变器不平衡抑制研究[J].
 中国电机工程学报 2004 24(5):175 178.
 Peng Li ,Bai Dan ,Kang Yong ,et al. Research on Three-Phase inverter with unbalanced load [J]. Proceedings of the CSEE 2004 24 (5):175 178.