

基于DSP双环控制的逆变电源设计

王晓薇, 程永华

(浙江大学, 浙江 杭州 310027)

摘要:给出了基于DSP的外环电压环,内环电容电流环的双环控制逆变电源详细设计过程,实验结果证明了设计的合理性。

关键词:逆变器; 数字控制/双环控制; 相角裕度

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-100X(2004)02-0020-02

Design of Double-Loops Control for Inverter based on DSP

WANG Xiao-wei, CHENG Yong-hua

(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Repeat control, dead-beat control and double-loops control were the conventional control strategies for inverter control. Each of them had its own shortcoming: the repeat control had the poorer dynamic performance, the dead-beat control needed the precise model, the double-loops control with the inductance current as the sampling signal was difficult to track the inductance current and made the design to be complicated, because there were a great deal of high-order harmonic in the inductance current. Therefore, the authors introduce the design of a inverter power supply, which uses the double-loop control with the voltage outer loop and the capacitance current inner loop based on digital signal processor (DSP). Due to the usage of the correction link in the double-loop, the new strategy has the advantages of higher open-loop gain and larger phase margin. The experimental results demonstrate the applied method is reasonable.

Key words: inverter; digital control/multiple loop control; phase margin

1 引言

电压源逆变器广泛用于在各种工业领域。常见的控制策略有重复控制^[1]、无差拍控制^[2]、电压电流双环控制等。重复控制逐周期跟踪参考波形,使系统非线性负载下得到较好的输出,但其动态性能较差;无差拍控制根据系统方程及状态反馈实时计算出本节拍所需要的输出,其突出的优点是动态响应快,但其所要求的模型必须相当精确;电压电流双环控制通过采样输出电感电流或电容电流和输出电压,用外环电压误差的控制信号去控制电流,通过调节电流使输出电压跟踪参考电压值,提高系统的动态响应。目前的逆变电源大多采用采样电感电流控制。控制电感电流可使系统自身具有限流功能,且较容易实现多机并联。然而,对非线性负载而言,电感电流含有大量的高次谐波,要准确地跟踪电感电流则要求所设计的内环电流环带宽较大,增加了系统的设计难度。

文中采用外环电压环和内环电容电流环的双环控制策略,其内、外环所采用的校正网络使其在低频

段既有较高的开环增益,又有较大的相位裕度。整个系统用DSP TMS320F240全数字实现。

2 逆变系统

图1示出采用全桥结构的单相逆变器主电路。

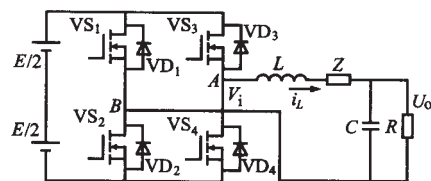


图1 单相逆变器主电路图

用 L_s 代替电感 L , $1/C_s$ 代替电容 C , 当忽略滤波电感的等效阻抗 Z 时,推导出输出电压 $U(s)$ 和A、B两点之间的频域传递函数 $G(s)$ 为:

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

3 控制系统设计

双环控制的系统控制框图如图2所示。

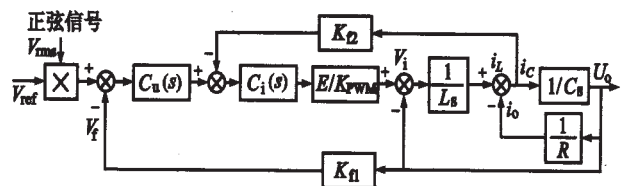


图2 系统控制框图

图中 $K_{\bar{n}}$ ——内环反馈通道增益

定稿日期:2003-08-04

作者简介:王晓薇(1979-),女,湖北人,硕士研究生,研究方向为智能控制方面的研究。

K_{12} ——外环反馈通道增益

$1/K_{PWM}$ ——PWM环节等效增益

$G_u(s)$ ——外环校正网络

$G_i(s)$ ——内环校正网络

3.1 电容电流内环设计

内环被控系统的传递函数为:

$$G_i(s) = \frac{K_{12} K^{-1}_{PWM} ERCs}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (2)$$

其波特图如图3中曲线①所示,一开始其增益随 ω 轴以20 dB上升,在 ω_c 后以-20 dB下降,其中 $\omega_c = 1/\sqrt{LC}$ 为滤波器的转折频率。由图可见,内环若采用比例校正网络,要保证基波频率50 Hz即314 rad/s处的开环增益在0 dB线上面,则校正后系统的穿越频率 ω_0 必须大于 $\omega_c^2/314$,这样会使 ω_0 过大,甚至接近开关频率,不能很好地抑制开关频率和高频扰动。若采用PI校正网络,PI校正网络一开始就为-90°,如果PI校正网络的转折频率和滤波器的转折频率没有足够的距离,将使得校正后整个系统在滤波器转折频率后的相角较小,而数字控制的延时会使系统损失一定的相角裕度,这样就有可能使校正后系统的相角裕度较小,甚至不稳定,因此采用了图3中曲线②的校正网络。相比PI校正,一开始其增益并不随 ω 轴以-20 dB下降,这样就能减小校正后系统的相角损失,与比例校正相比,其低频段中有一部分以-20 dB下降,又能保证在输出基波频率50 Hz处有较大的开环增益。其传递函数为:

$$C_i(s) = K_i \frac{s/\omega_1 + 1}{s/\omega_2 + 1} = \frac{K_i \omega_2 (s + \omega_1)}{\omega_1 (s + \omega_2)} \quad (3)$$

校正后内环的开环传递函数为:

$$G_{ci}(s) = G_i(s)C_i(s) = \frac{K_i \omega_2 K_{12} K^{-1}_{PWM} ERCs(s + \omega_1)}{\omega_1 (s + \omega_2) (LCRs^2 + Ls + R)} \quad (4)$$

其波特图如图3曲线③所示。

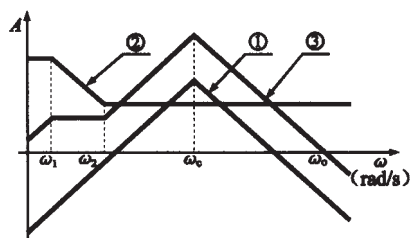


图3 电流内环各传递函数波特图

3.2 输出电压外环设计

设计电压外环时常选择外环的 ω_0 为电流内环 ω_0 的1/4或更小,这样在设计外环时可将电流内环简化为一个比例环节,其增益为 K_0 。简化后外环被控系统的传递函数为:

$$G_u(s) = \frac{K_{11} K_0}{Cs} \quad (5)$$

这是一个典型的积分环节,其波特图如图4中曲线①所示。为了使系统能较好地抑制开关频率和高频扰动,采取了图4中曲线②所示的校正网络,其传递函数为:

$$C_u(s) = \frac{K_u}{s/\omega'_1 + 1} = \frac{K_u \omega'_1}{s + \omega'_1} \quad (6)$$

校正后内环的开环传递函数为:

$$G_{cu}(s) = G_u(s)C_u(s) = \frac{K_0 K_{11} K_u \omega'_1}{Cs(s + \omega'_1)} \quad (7)$$

其波特图如图4曲线③所示,其中 ω'_0 为穿越频率。校正后,系统在低频段以-20 dB下降,保证了较高的低频开环增益,在高频段以-40 dB下降,较好地抑制了开关频率分量及高频扰动。

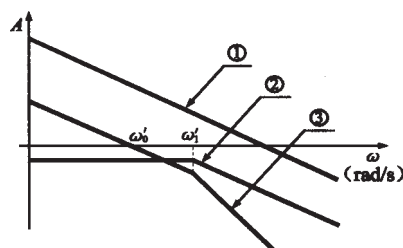


图4 电压外环各传递函数波特图

4 实验结果

选取逆变电源滤波电感 $L=80 \mu\text{H}$,滤波电容 $C=40 \mu\text{F}$,额定功率 $P=1 \text{ kW}$,额定负载 $R=40 \Omega$,开关频率 $f_s=20 \text{ kHz}$ 。

设计内环的 ω_0 为开关角频率 $2\pi f_s$ 的1/10处, $\omega_0=12566 \text{ rad/s}$ 。 $\omega_1=62.8 \text{ rad/s}$, $\omega_2=\omega_c/2=1/2\sqrt{LC}=2795 \text{ rad/s}$, $K_{12}=1$ 。根据直流母线电压 $E=400 \text{ V}$, $K^{-1}_{PWM}=1/500$,计算得 $K_i=87.71$,内环校正网络传递函数为:

$$C_i(s) = \frac{0.03138s + 87.71}{0.01595s + 1} \quad (8)$$

设计外环 $\omega'_0=3142 \text{ rad/s}$, $\omega'_1=12566 \text{ rad/s}$, $K_{11}=1$ 。内环简化比例环节增益 $K_0 \approx 1$,计算得 $K_u=0.1295$,外环校正网络传递函数为:

$$C_u(s) = \frac{0.1295}{7.958 \times 10^{-5}s + 1} \quad (9)$$

图5a为使用DSP TMS320F240实现双环全数字控制逆变电源满载1 kW时输出电压波形;图5b为轻载到满载切换时输出电压 U_o 和负载电流 i_o 波形,可见输出有较好的动态性能。

(下转第64页)

$$=L[i_z(t)-i_d(t)]+\gamma[z-r(t)]+\int [z-r(t)]dt \quad (8)$$

为保证滑模存在性, 还须满足滑模的到达条件 $\sigma d\sigma/dt < 0$ 。由此可得控制律: 当 $\sigma > 0$, $u = -E$; 当 $\sigma < 0$, $u = +E$ 。设 $-v_c(t) - Li_d(t)^{(1)} + \gamma z^{(1)} + z - \gamma r(t)^{(1)} - r(t)$ 的上界为 F_d , 若 $E > |F_d|$, 则滑模的到达条件得以满足。综上所述, 系统控制结构如图 2 所示。

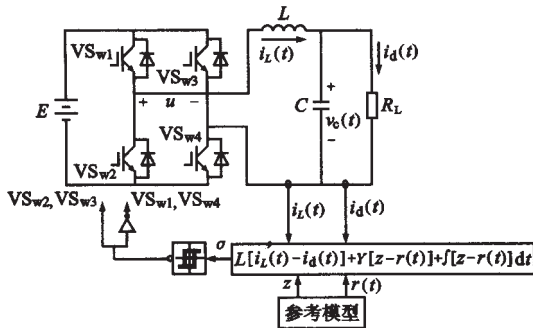


图 2 系统控制结构图

4 实验结果

由于滑模控制抖振的影响, 为防止自振荡现象, 参考模型(3)的阻尼系数设计为:

$$\xi = \frac{\gamma}{2\sqrt{LC}} > 1 \quad (9)$$

当参考模型到达稳态时, 由于模型输入 $r(t)$ 为正弦信号, z 也是正弦变化的。模型输出 z 与 $r(t)$ 间相移 φ 为:

$$\varphi = \arctg \left[\frac{-2\xi(\omega_0/\omega_c)^3}{1 - (\omega_0/\omega_c)^2 + (2\xi\omega_0/\omega_c)^2} \right] \quad (10)$$

式中 ω_0 ——模型输入信号频率

ω_c ——参考模型转折频率, $\omega_c = 1/\sqrt{LC}$

若选择 $\omega_0/\omega_c \ll 1$, 则相移 φ 几乎为零, $z \approx r(t)$ 。

(上接第 21 页)

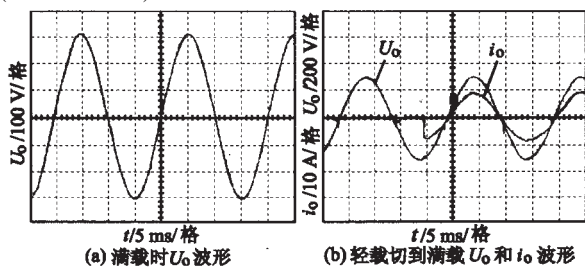


图 5 逆变器输出实验波形

图 6a 为带整流桥负载时 U_o 和 i_o 波形; 图 6b 为 U_o 波形谐波分析, 此时输出电压的 THD 约为 1.82。

5 结束语

详细介绍了外环电压环、内环电容电流环的双环设计过程, 并使用 DSP TMS320F240 实现。实验结果表明: 双环控制可以使逆变电源既有优良的静态

根据分析, 设计控制系统参数为: $L=0.05 \text{ mH}$; $C=60 \mu\text{F}$; $E=310 \text{ V}$ 直流; $v_c=20 \text{ V}_{\text{ms}}$, $f=50 \text{ Hz}$; $\gamma=0.06$ 。

图 3a 示出输入直流电压 E 为规范值及负载电阻为 40Ω 时逆变器输出电压实验结果。图 3b 示出在输入直流电压摄动下及负载电阻为 150Ω 时逆变器输出电压实验结果, 摄动值 $\Delta E=5 \text{ V}_{\text{ms}}$, $f=50 \text{ Hz}$ 。实验证明, 所设计控制器对外扰具有较强的鲁棒性。

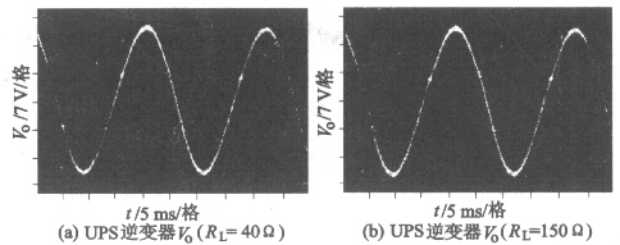


图 3 实验波形

5 结论

针对单相 UPS 逆变器提出了模型参考滑模控制策略, 给出了不同负载条件下的实验结果。实验结果证明, 该控制策略对外扰具有较强的鲁棒性。另外, 由于逆变器电容、电感的变化较小, 可忽略其对滑模面的影响, 故该滑模控制策略有较好的适用性。

参考文献

- [1] Slotine J J and Li W. Applied Nonlinear Control[M]. Englewood Cliffs NJ:Prentice-Hall,1987.
- [2] Utkin U I. Sliding Mode and their Applications in Variable Structure Systems[M]. Moscow, USSR: MIR, 1987.
- [3] Yung J Y, Gao W, Hung J C. Variable Structure Control: A Survey[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 1993, 40(2): 2~22.

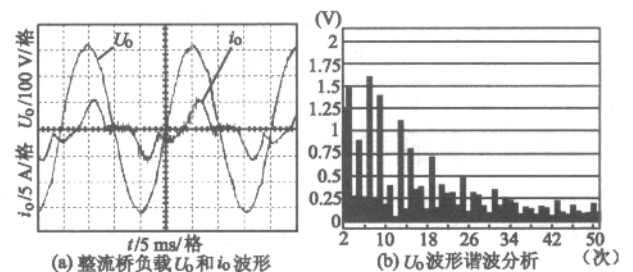


图 6 整流桥负载实验结果

输出, 又有较好的动态性能。

参考文献

- [1] 裴雪军, 段善旭, 康勇, 等. 基于重复控制和瞬时值反馈控制的逆变电源研究[J]. 电力电子技术, 2002, 36(1): 12~14.
- [2] 郭卫农, 段善旭, 康勇, 等. 基于 DSP 实现的无差拍控制逆变器[J]. 通讯电源技术, 2001(1): 1~4.