

# 数字双闭环瞬时值控制逆变器外特性研究

许爱国, 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院 南京 210016)

## Research on external characteristic of digital control inverter with instantaneous dual-loop feedback

XU Ai-guo, XIE Shao-jun

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016)

**ABSTRACT:** By introducing a digital dual-loop control model of inverter feedback with capacitor current, its external characteristic is analyzed, with the conclusion that it is affected by inductor error between control parameter and actual value and fluctuation of input DC voltage. To improve the external characteristic, suitable parameters selection and decouple control is proposed. The simulation and experiment results proved that the static performance of inverter has been enhanced, especially that the introducing DC decouple control improves the precision of output voltage in evidence.

**KEY WORDS:** inverter, instantaneous control, digital control, capacitor current feedback, external characteristic

**摘要:** 在介绍电容电流瞬时值反馈控制逆变器数字双闭环控制模型的基础上,从理论上分析了影响逆变器外特性的因素。滤波电感参数的实际偏差和直流电压的波动对逆变器的外特性有较大影响。通过适当的参数设计和在控制器中引入直流电压的解耦控制可以解决在实际参数与控制器参数不一致时输出电压精度不高的问题。仿真和试验结果说明了理论分析的正确性,尤其是加入输入直流电压解耦控制明显提高了逆变器的输出稳态精度。

**关键字:** 逆变器, 电容电流反馈, 数字控制, 瞬时值控制, 外特性

## 引言

逆变器数字化控制具有很多优点<sup>[1]</sup>。目前逆变器数字控制主要有数字 PID 控制、重复控制、无差拍控制和数字双闭环控制等方案。

数字 PID 控制仅仅是在忽略离散系统与连续系统的差别的基础上把模拟 PID 控制器直接离散化,该方案控制的逆变器动态响应特性相对较快但输出稳态性能较差。重复控制是对周期性负载波动比较有效的波形校正技术,其稳态效果非常好,但动态效果不佳。无差拍控制具有输出电压波形跟踪速度快和稳态特性好的优点,因此得到广泛重视<sup>[2]-[10]</sup>。

但是无差拍也有一些缺点:(1)无差拍控制对系统参数 L、C 和 R 的变化(特别是 R 的变化)比较敏感,导致系统鲁棒性差;(2)由于只对输出电压进行了无差拍控制,属于电压单环的瞬时值控制,虽然瞬态响应速度快但是超调量大;(3)由于只控制了采样点上的电压,没有控制采样点电压的变化速率,导致输出电压在采样点之间脉动很大;(4)无差拍控制属于瞬时值控制,因此对计算速度要求很高。

文献[4][5][6]采用负载扰动观测器的方法对负载(R)的扰动进行补偿,提高系统的稳定性;文献[7]通过对输出电压和电容电流同时进行无差拍控制,使得输出波形在采样间隔时间内更好地跟踪参考波,同时由于采用电容电流无差拍控制对负载的扰动起了很强



$D(z) = L/KT_i$ 。外环控制器采用 P 调节器，即  $E(z) = k_p$ 。内环的计算和采样延时采用电流观测器进行补偿，电压外环的延迟不考虑。

设延迟时间为  $mT_i$ ，有  $\hat{i}_c = i'_c + \Delta\hat{i}_c$ ，其中<sup>[12]</sup>：

$$\Delta\hat{i}_c = -\frac{\hat{r}}{\hat{L}}i'_c \cdot mT_i - \frac{1}{\hat{L}}u_o \cdot mT_i + \frac{1}{\hat{L}}U' \cdot mT_i \quad (4)$$

其中  $\hat{i}_c$  为电容电流观测值， $i'_c$  为系统实际的采样值，

$$U' = \begin{cases} -V_{dc} & \text{载波上升沿} & m \leq 1-D \\ \frac{2D-2+m}{m}V_{dc} & \text{载波上升沿} & m > 1-D \\ \frac{V_{dc}}{m} & \text{载波下降沿} & m \leq D \\ \frac{2D-m}{m}V_{dc} & \text{载波下降沿} & m > D \end{cases} \quad (5)$$

上述控制方案在实现解耦控制时需要利用到逆变桥的放大系数（直流电源电压），采用状态观测器对数字控制器的采样延时和计算延时进行补偿时使用了滤波器的参数。一般地，直流电源电压是变化的，且滤波器参数具有一定离散性（制造误差、环境影响、工作参数影响等）。显然按照预先设定的参数进行控制时，由于参数的偏差，将导致控制误差，影响逆变器的外特性。

## 2 逆变器外特性的理论分析

采用上述控制方案，则有

$$u_i = (K_1 * u + K_2 * u_o + K_3 * \hat{i}_c + K_4 * i'_c) \cdot K \quad (6)$$

其中  $u$  为闭环系统的参考电压，

$$K_1 = k_p \hat{L} / \hat{K} T_i, \quad K_2 = 1 / \hat{K} - k_p \hat{L} / \hat{K} T_i,$$

$$K_3 = -\hat{L} / \hat{K} T_i, \quad K_4 = \hat{r} / \hat{K}.$$

### 2.1 系统闭环传递函数

为了方便分析，假设负载电导为  $X + SY$ ，若  $Y = 0$  表示阻性负载，若  $Y < 0$  表示感性负

载，若  $Y > 0$  表示容性负载， $X^2 + (\omega Y)^2 \leq \sigma^2$ ，

$\sigma$  为最大输出功率决定的最大负载电导（ $\sigma = P_{\max} / U^2$ ），这里  $\omega$  为基波角频率。于是有：

$$I_o = U_o(X + SY) \quad (7)$$

且根据式(4)有  $i_c = i'_c + \Delta i_c$ ，其中：

$$\Delta i_c = -\frac{r}{L}i'_c \cdot mT_i - \frac{1}{L}u_o \cdot mT_i + \frac{1}{L}U' \cdot mT_i, \quad (8)$$

$i_c$  是  $\hat{i}_c$  所对应的实际值。

忽略  $\Delta i'_c$  中  $i'_c$  与  $i_c$  的误差，结合方程组(1)

以及(2)~(8)有：

$$I_o = \frac{KK_1 \cdot U - KK_3 \frac{rmT_i}{L} \cdot U' + KK_3 \frac{\hat{r}mT_i}{\hat{L}} \cdot U'}{S^2LC + (r - KK_3 - KK_3 \frac{rmT_i}{L} + KK_3 \frac{\hat{r}mT_i}{\hat{L}} - KK_4) \cdot SC + (1 - KK_2 - KK_3 \frac{mT_i}{L} + KK_3 \frac{mT_i}{\hat{L}}) + (SL + r) \cdot (X + SY)} \quad (9)$$

$U'$  为高频的脉动分量，是观测器为了补偿采样电流脉动而产生的。由于主要考虑系统对基波的放大系数，为了方便分析，忽略高频

分量  $-KK_3 \frac{rmT_i}{L} \cdot U' + KK_3 \frac{\hat{r}mT_i}{\hat{L}} \cdot U'$  的影响，

则：

$$|G(j\omega)| = \frac{k_p K \hat{L}}{T_i \hat{K} L} \cdot \sqrt{\left( \frac{k_p K \hat{L}}{T_i \hat{K} L} + \frac{1}{L} - \frac{1}{L} \frac{K}{\hat{K}} - \frac{Km}{\hat{K}L} + \frac{\hat{L}Km}{L^2 \hat{K}} \right)^2 + \left( \frac{r}{L} X - \omega^2 C - \omega^2 Y \right)^2} \cdot \sqrt{\left( \frac{C K \hat{L}}{T_i \hat{K} L} + X + \frac{r}{L} Y + \frac{r}{L} C - \frac{r}{L} C \frac{K}{\hat{K}} \right)^2 + \left( -\frac{Kmr}{\hat{K}L} C + \frac{\hat{L}Kmr}{L^2 \hat{K}} C \right)^2} \cdot \omega^2 \quad (10)$$

在数值上，由于  $C$  与  $1/T_i$  相比太小(一般情况

下  $C$  和  $T_i$  的数量级在  $10^{-5}$  左右)，因此略去所有带  $C$  的乘积项。根据约束条件

$X^2 + (\omega Y)^2 \leq \sigma^2$  和  $\sigma = P_{\max}/U^2$  可知，

$(X + \frac{r}{L}Y) \cdot \omega$  与  $\frac{k_p}{T_i}$  相比也可以忽略不计，

则：

$$|G(j\omega)| \approx \frac{\frac{k_p K \hat{L}}{T_i \hat{K} L}}{\left| \frac{k_p K \hat{L}}{T_i \hat{K} L} + \frac{1}{L} - \frac{1}{L} \frac{K}{\hat{K}} - \frac{Km}{\hat{K}L} + \frac{\hat{L}Km}{L^2 \hat{K}} + \frac{r}{L} X - \omega^2 Y \right|} \quad (11)$$

由于  $\frac{r}{L} X - \omega^2 Y$  相对于  $\frac{k_p K \hat{L}}{T_i \hat{K} L}$  太小，在

线性负载情况下输出外特性比较硬，且感性负载外特性相对较软(因为  $-\omega^2 Y > 0$ )，阻性( $-\omega^2 Y = 0$ )和容性( $-\omega^2 Y < 0$ )依次相对较硬。

## 2.2 影响外特性的因素

根据式(11)中可知，影响外特性的主要因素是  $K$  和  $L$ ，其他参数对外特性影响不大。

### 2.2.1 逆变桥放大系数 $K$ 对外特性的影响

当  $\hat{L} = L$  时，

$$|G(j\omega)| \approx \frac{\frac{k_p K}{T_i \hat{K}}}{\left| \frac{k_p K}{T_i \hat{K}} + \frac{1}{L} - \frac{1}{L} \frac{K}{\hat{K}} \right|} = \frac{1}{\left| 1 + \left( \frac{\hat{K}}{K} - 1 \right) * \frac{T_i}{Lk_p} \right|} \quad (12)$$

若  $\hat{K} = K$ ， $|G(j\omega)| \approx 1$ ，表示外特性较硬；若

$\hat{K}/K < 1$ ，则  $|G(j\omega)| > 1$ ，外特性曲线被上移；

若  $\hat{K}/K > 1$ ，则  $|G(j\omega)| < 1$ ，外特性曲线被下

移。

### 2.2.2 电感量 $L$ 对外特性的影响

当  $\hat{K} = K$  时，

$$|G(j\omega)| \approx \frac{\frac{k_p \hat{L}}{T_i L}}{\left| \frac{k_p \hat{L}}{T_i L} - \frac{m}{L} + \frac{\hat{L}m}{L^2} \right|} = \frac{1}{\left| 1 + \left( \frac{\hat{L}}{L} - 1 \right) * \frac{mT_i}{\hat{L}k_p} \right|} \quad (13)$$

若  $\hat{L} = L$ ， $|G(j\omega)| \approx 1$ ，表示外特性较硬；若

$\hat{L}/L < 1$ ，则  $|G(j\omega)| > 1$ ，外特性曲线被上移；

若  $\hat{L}/L > 1$ ，则  $|G(j\omega)| < 1$ ，外特性曲线被下移。

由此，逆变器设计时，通过选取适当的逆变器参数，使  $T_i$  或  $mT_i$  尽量小于  $Lk_p$ ，可以

削减  $K$  和  $L$  对输出外特性的影响。从式(13)

可以得出，在  $\hat{L} = 1mH$ 、 $k_p = 1$ 、 $m = 0.2$  和

$T_i = 25\mu s$  的条件下，若电感误差为  $\pm 10\%$ ，

$|G(j\omega)|$  的偏差为  $\pm 0.05\%$ 。因此， $L$  的偏差对

外特性的影响可以忽略。

## 3 直流输入电压解耦原理

从 2 节分析可以看出，直流电压的变化是影响外特性的主要因素。针对输入直流电压波动大的情况，应在控制系统中采取措施以消除直流电压变化的影响。

由于控制系统中系数  $\hat{K}$  与实际逆变桥放大系数  $K$  不等，逆变器输出电压交叉反馈的解耦控制不能完全实现。在控制系统中增加

输入电压反馈，即解耦控制中引入  $\frac{\hat{K}}{K}$



变器数字双闭环控制模型的基础上，对逆变器的外特性进行了理论分析、仿真和实验研究，得出以下结论：

(1) 由于逆变器输入直流电压是变化的，采用基于固定逆变桥放大系数设计的解耦控制器并不能实现逆变器在实际工作时的完全解耦。输出电压交叉反馈的不完全解耦导致实际逆变器的外特性变差。

(2) 由于电容电流观测对电感参数的依赖，当控制器中使用的测量值与实际值有偏差时，电容电流观测有一定偏差，导致输出外特性与期望值不一致，但若适当选取设计参数可以使 L 参数对外特性的影响较小。

(3) 针对输入电压变化引起的逆变器外特性变差，提出了直流电压解耦控制策略，仿真和实验研究表明采用该控制策略后逆变器在输入电压和负载变化时，输出电压变化小，可实现很硬的外特性。

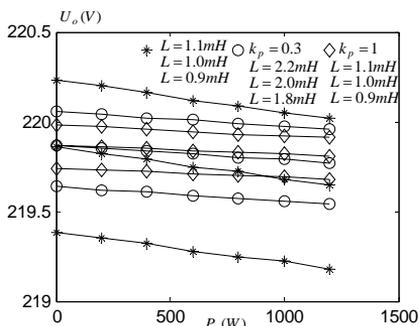


图 6 电感参数不一致对外特性的影响

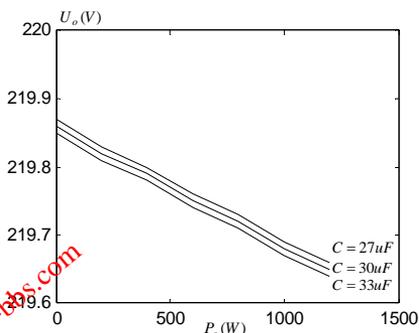


图 7 电容参数不一致对外特性的影响

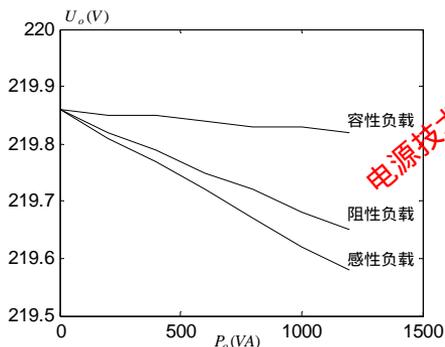


图 4 逆变器负载外特性曲线

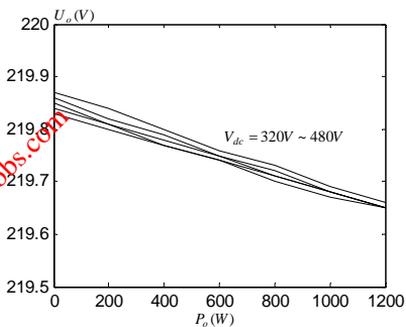


图 8 带输入电压解耦时输出外特性随输入电压变化曲线

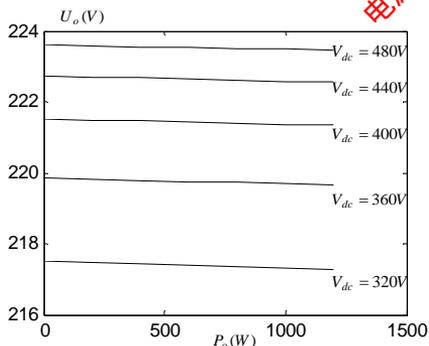


图 5 阻性负载时输入电压对外特性影响

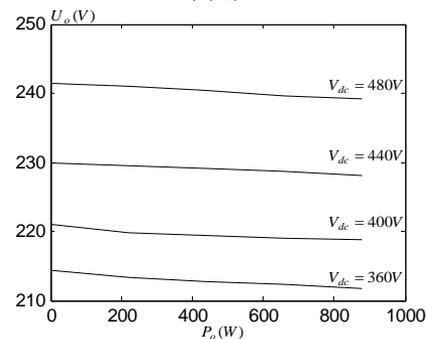


图 9 不加直流电压解耦输出电压随输入电压变化曲线

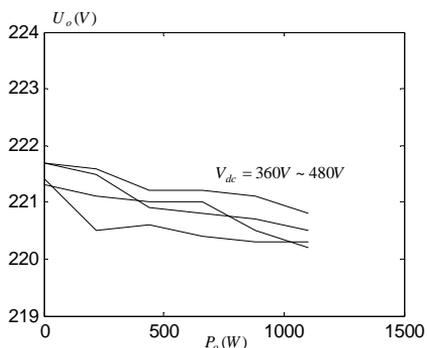


图 10 加直流电压解耦后输出电压随输入电压变化曲线

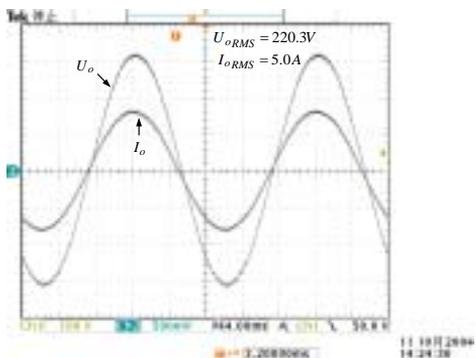


图 11 360V 输入 1100W 阻性负载实验波形

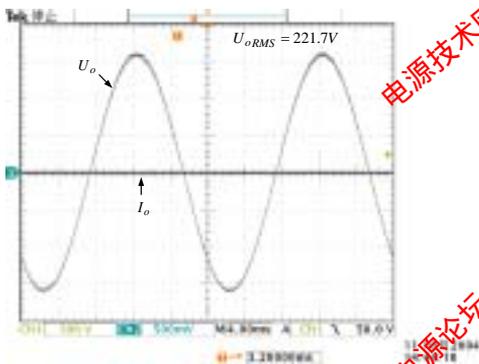


图 12 480V 输入空载实验波形

### 参考文献：

- [1] 谢力华. 逆变电源的数字控制技术及其并联控制策略的研究[D]. 西安交通大学, 2001.12
- [2] K. P. Gokhale, A. Kawamura, R. G. Hoft, Dead beat microprocessor control of PWM Inverter for sinusoidal output waveform synthesis[C]. IEEE-PESC'85, 1985:28-36.
- [3] A. Kawamura, T. Haneyoshi, R. G. Hoft, Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor[J]. IEEE-Trans on PE, 1988, 3(2):118-125.
- [4] Mattavelli, P.; A modified dead-beat control for UPS using disturbance observers[C]. IEEE-PESC'02, 2002:1618-1623.
- [5] Kho, J.W.; Jang, J.Y.; Lee, K.B.; Disturbance observer-based deadbeat control for single-phase UPS inverters[C]. SICE 2003 Annual Conference, 2003: 1206-1210.
- [6] Ben-Brahim, L.; Yokoyama, T.; Kawamura, A. Digital control for UPS inverters[C]. PEDS'03, 2003:1252-1257
- [7] T. Yokoyama, Y Igarashi, T. Haneyoshi, et al. A study of digital instantaneous value control with filter capacitor current compensation for PWM inverter[J]. IEE Japan, 2004,148(3):72-79.
- [8] Yokoyama, T.; Horiuchi, M.; Shimogata, S.; Instantaneous deadbeat control for PWM inverter using FPGA based hardware controller[C]. IEEE-IECON'03, 2003:180-185
- [9] Toshihiro Ide, Tomoki Yokoyama. A study of deadbeat control for three phase PWM inverter using FPGA based hardware controller[C]. IEEE- PESC'04. 2004:50-53
- [10] Weinong Guo; Shanxu Duan; Kong Xuejuan; et al. A modified deadbeat control for single-phase voltage-source PWM inverters based on asymmetric regular sample[C]. IEEE-PESC'01, 2001:962 - 967
- [11] 郭卫农, 陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术[J], 中国电机工程学报, 2002,22(9): 64-68
- [12] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2005,25(1): 49-53