

基于状态空间的 PWM 逆变器数字 PI 双环控制技术研究^①

谢 维^{②* **} 段建民^{*}

(^{*} 北京工业大学北京市交通工程重点实验室 北京 100124)

(^{**} 北京电子科技职业学院 北京 100176)

摘 要 主要研究了数字控制的实际应用情况以及脉宽调制(PWM)正弦波逆变器的特点,包括电流内环电压外环的双闭环控制。在建立逆变器控制系统状态空间模型的基础上,详细分析了外环为输出电压,内环为电感电流加负载电流前馈控制对应的控制策略的稳定性和动态响应。先对控制系统直接离散化,再利用极点配置的方法进行系统参数设计。从响应速度、外特性、稳定性方面进行了具体分析,结果说明在离散域里双环控制逆变器具有较好的动态响应速度和输出外特性。最后通过实验验证和仿真波形分析,证明这种双环控制技术能满足各项性能指标要求。

关键词 PWM 逆变器, 状态观测器, 扰动观测器, 双环控制, 极点配置, 数字控制

0 引 言

逆变器作为光伏、风电系统的核心部分,要求它能够输出高质量的电压波形,尤其是在非线性负载情况下仍能够得到接近正弦的输出波形,因此各种各样的逆变器波形控制技术得以发展。其中,双环控制技术以其自身的优点得到越来越广泛的应用。瞬时值反馈控制技术是根据当前误差对逆变器输出波形进行有效的实时控制,如果控制器设计合理,则既可以保证系统具有较好的稳态性能,同时可以保证系统具有较快的响应速度。本文主要研究内容是脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变电源电流内环电压外环的双环控制技术,对逆变器双环控制进行了理论分析,并结合仿真和实验对其控制性能进行了深入的研究^[1,2]。

本文重点研究了逆变器电源数字双环控制技术,讨论了电流内环采用比例积分(PI)调节器、电压外环为比例积分微分(PID)调节器双环控制方

式,采用极点配置的方法设计双环控制器参数。在数字控制中,为了克服数字处理器采样、计算延时造成的最大占空比受限问题,引入了状态观测器和扰动观测器,并对其进行了设计。状态观测器输出受多种因素影响,为减小预测误差加入了重复补偿,仿真结果表明此种双环控制方式能够达到较好的动、静态特性,特别是其非线性负载带载能力较强,仿真分析和实验结果均证明带重复补偿的状态观测器能较好地预测系统状态^[3,4]。本研究基于理论分析和计算,在一台样机上进行了电流内环电压外环的双环数字控制逆变器实验,实验结果与理论分析相符。

1 正弦 PWM 单相全桥逆变器的数学模型

本节利用状态空间平均思想,推导了连续域、离散域 PWM 逆变电源状态空间平均线性模型,给出了固定负载模型和负载扰动输入模型 z 域传递函数表达式、离散差分方程表达式,同时分析介绍了双环

① 北京市教委科技计划面上项目(KM201510858004)和北京电子科技职业学院重点课题(YZK2016035)资助项目。
② 男,1971年生,博士,教授;研究方向:智能控制,信息处理,新能源发电等;联系人,E-mail: xiew_bj@hotmail.com
(收稿日期:2015-11-06)

控制技术,为后续各节的分析设计提供理论依据。

为便于控制器的设计,首先必须建立单相电压型 PWM 逆变器合适的一个数学模型,其等效电路如图 1 所示。图中滤波电感 L 与滤波电容 C 构成低通滤波器, r 为考虑滤波电感 L 的等效串联电阻、死区效应、开关管导通压降、线路电阻等逆变器中各种阻尼因素的综合等效电阻。 E 为直流母线电压, v_i 为逆变桥输出电压, v_c 为逆变器输出电压, i_L 为流过滤波电感的电流。 i_o 代表负载电流。单相逆变桥、LC 滤波器和负载被认为是控制对象,直流电压源 E 通过逆变器向负载提供交流电能。功率开关管在每个开关周期内开通与关断一次。可以采用单极倍频技术,其好处是在开关频率不变的前提下,逆变桥输出电压的频率加倍,从而减小输出滤波器的体积,简化设计,降低成本。电压 v_i 可取三个值: $+E$, 0 或 $-E$, 因此 v_i 是幅值为 $+E$ 或 $-E$ 的电压脉冲序列。电流 i_o 代表负载电流,它可以被看作是系统的一个外部扰动。数字控制器用于控制逆变器功率开关管的动作,以使输出电压在每个采样时刻精确跟踪正弦参考值^[5]。

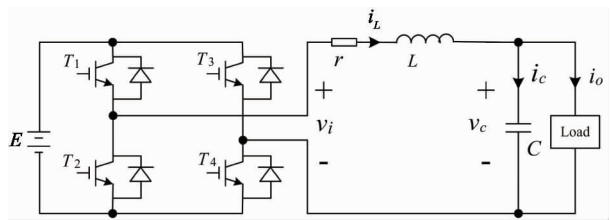


图 1 单相全桥逆变器的结构图

用 S_a^* , S_b^* 分别表示相应桥臂的开关函数, S_i^* = 1 代表相应桥臂上管导通,下管关断; S_i^* = 0 代表相应桥臂下管导通,上管关断。

全桥电路的 v_i 取值为 U_d 或 $-U_d$:

$$v_i^* = U_d(S_a^* - S_b^*) = U_d(2S_a^* - 1) \tag{1}$$

正弦 PWM 线性调制原理图如图 2 所示。当

SPWM 的调制比 $m = \frac{V_{rm}}{V_{cm}}$ 不超过 1 时,输出脉宽与

正弦调制参考波大小成正比,由三角形相似有

$$\frac{T_s - T_{on}}{T_s} = \frac{V_{cm} - V_{rm} \cdot \sin\omega t}{2V_{cm}} \tag{2}$$

设 $\bar{v}_i$ 为逆变桥输出电压在一个开关周期内的

平均值,根据冲量等效原理有

$$\bar{v}_i \cdot T_s = U_d T_{on} - U_d(T_s - T_{on}) \tag{3}$$

将式(2)带入式(3)中可得

$$\bar{v}_i = U_d \cdot m \cdot \sin\omega t \tag{4}$$

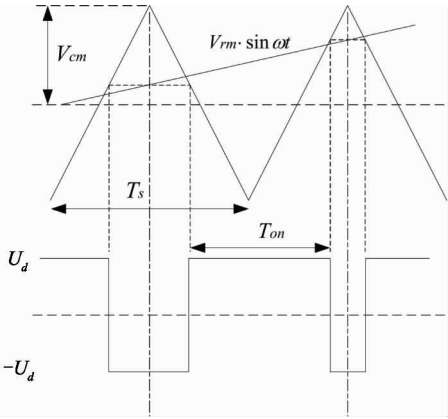


图 2 SPWM 线性调制原理图

逆变器本质上是一个非线性系统,工程应用中通常采用状态空间平均法。若假设直流母线电压源的幅值恒定,功率开关为理想器件,且逆变器输出的基波频率、LC 滤波器的谐振频率与开关频率相比足够低,则逆变桥可以被简化为一个恒定增益的放大器,从而可以采用状态空间平均法来得到逆变器的线性化模型^[6]。

单相电压型 PWM 逆变器的状态模型电路如图 3 所示,基于基尔霍夫电压定律和电流定律,可以得到逆变器的小信号模型为^[7]

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{C}i_o \tag{5}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}v_i - \frac{1}{L}v_c - \frac{r}{L}i_L \tag{6}$$

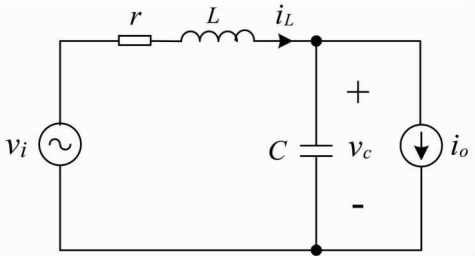


图 3 单相电压型 PWM 逆变器的状态模型电路

逆变器的等效框图如图 4 所示。从图中可以看出各变量之间的内在联系,图中 $Z(s)$ 为负载阻抗。

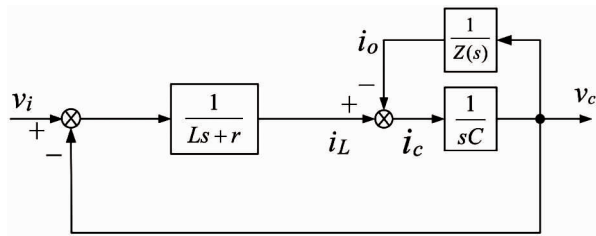


图 4 单相电压型 PWM 逆变器的等效框图

选择电容电压 v_c 和电感电流 i_L 作为状态变量,逆变器的连续时间状态方程(连续模型)为

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7)$$

$$y = Cx \quad (8)$$

式中 $x = [v_c \ i_L]^T, u = [v_i \ i_o]^T, y = v_c, A =$

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0].$$

S 域输出响应关系式如下:

$$\begin{aligned} v_c(s) &= \frac{v_i(s)}{LCs^2 + rCs + 1} + \frac{-(Ls + r)}{LCs^2 + rCs + 1} I_o(s) \\ &= G_1(s)v_i(s) + W_a(s)I_o(s) \end{aligned} \quad (9)$$

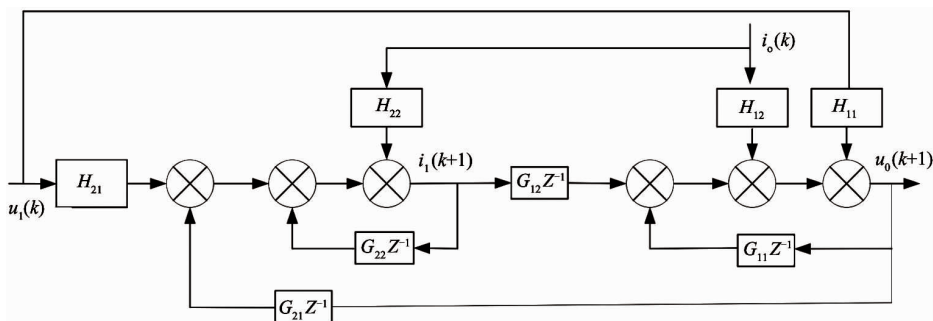


图 5 离散化的逆变器方框图

采用逆变器离散化以后的系统,对各状态变量通过仿真进行验证,如图 6 和图 7 所示,分析使用了离散化控制的波形,可以看出能够对谐波有很好地抑制作用,总谐波失真(THD)降为 1.42%。

但是由于下列因素的影响,所得到的逆变器模型并不精确:

(1) LC 滤波器的电感和电容必须在运行点进行测量,但在实际上几乎不可能,只能测量出近似值。此外,通过理论分析估计阻尼电阻 r 也是非常困难的。

再由连续模型推导系统的离散模型。实际系统中采样—保持过程常常采用零阶保持器(ZOH),即假定 v_i 和 i_o 的值在每个采样周期内保持不变。在离散方式是周期采样,采样周期为 T ,采样频率为 f_s ,同时采用零阶保持器的条件下,即可得出逆变器的离散时间状态方程(离散模型)为^[8]

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (10)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (11)$$

式中 $x(k) = [v_c(k) \ i_L(k)]^T, u(k) = [v_i(k) \ i_o(k)]^T, y(k) = v_c(k), G = e^{AT} = I +$

$$AT\psi = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}, H = \left(\int_0^T e^{A\tau} d\tau \right) B = \psi TB =$$

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}, \psi = \frac{1}{T} \int_0^T e^{A\tau} d\tau = I + \frac{AT}{2!} + \frac{A^2T^2}{3!} + \dots$$

由此模型可画出逆变器离散化以后的系统框图如图 5 所示。

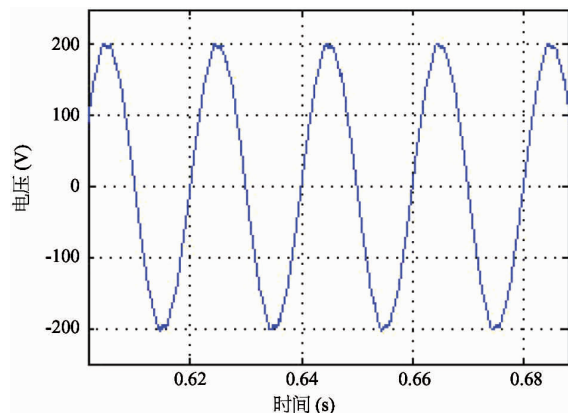


图 6 离散化前负载的电压波形

表 3 扰动负载下的输出波形参数比较

	调节前	调节后
基波电压值	242.9V	224.7V
输出电压 THD 值	15.77%	4.26%

电压电流调节器控制参数的设计有两种方法：一种是模拟化方法，即在模拟域下进行参数设计然后将其离散化，处理方法为：将其中的两个极点配置为一对共轭极点，另外两个极点设置在距离虚轴很远的地方。假设该系统的期望闭环主导极点为 $s_{1,2} = -\zeta_r \omega_r \pm j\omega_r \sqrt{1 - \zeta_r^2}$ ，闭环非主导极点为 $s_3 = -n\zeta_r \omega_r$ ， n 取 5~10。将连续系统中的极点离散化，得到数字控制系统中所需要的极点。另一种是直接数字法。模拟化控制器设计方法只是一种近似处理，而且也不能实现只有数字控制特有的控制策略。直接数字法在保持系统稳定的同时可得到更宽的控制带宽，这个优点在多环系统或采样周期比较大时变得更为显著，所以数字控制器最好采取直接数字化方法设计^[12]。

表 4 为利用极点配置的方法进行系统参数设计时，从响应速度、稳定误差等方面进行具体分析的结果。

表 4 双环数字仿真结果分析

	稳态误差 $ess(\%)$	动态时间 $t_s(\text{ms})$
$\zeta = 0.7$	0.23	1.0
$\zeta = 0.8$	0.18	2.0
$\zeta = 0.9$	0.14	2.5

3 实验结果

3.1 稳态实验波形

在不同的负载条件下，即空载、带 30A 阻性负载、满载时，该逆变器输出电流与电压的运行波形分别如图 9、10、11 所示。

3.2 动态实验波形

为了考察该逆变器的动态性能，对逆变器进行突加线性负载实验，实验波形如下：

图 12 为逆变器双环 PID-PI 控制系统突加 26A 负载时的响应波形。可以看出，突加 25A 阻性负载

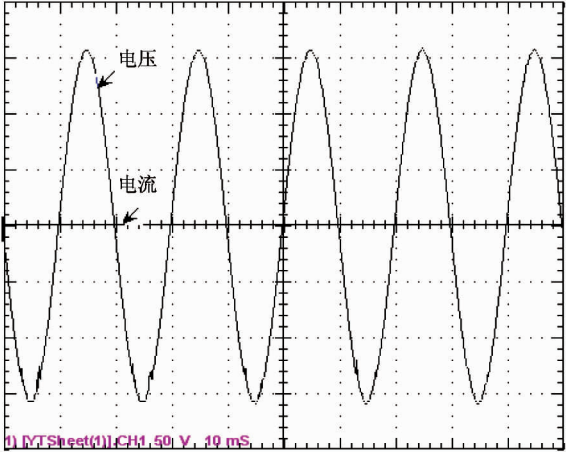


图 9 双环 PID-PI 控制逆变器空载输出电压波形 (100V/div,10ms/div)

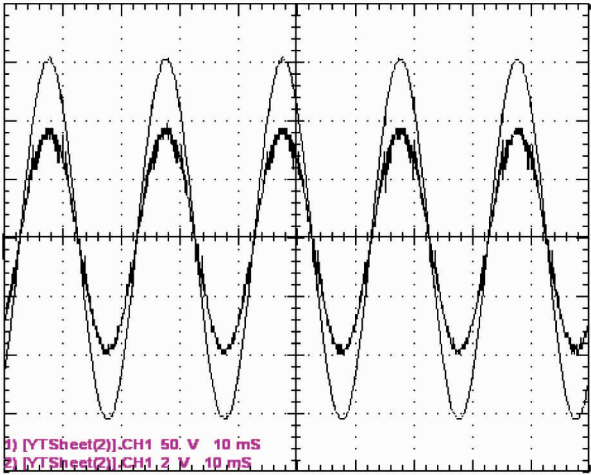


图 10 双环 PID-PI 控制逆变器带 30A 阻性负载输出电流电压波形 (100V/div,10ms/div)

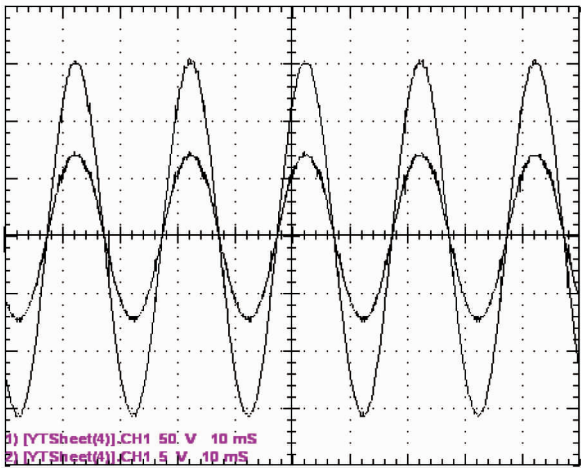


图 11 双环 PID-PI 控制逆变器带满载(50A)输出电流电压波形 (100V/div,10ms/div)

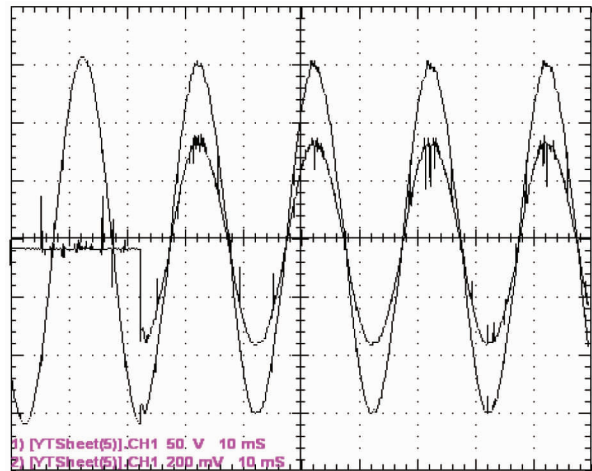


图12 双环PID-PI控制逆变器突加25A负载响应波形
(100V/div, 10ms/div)

时,电压跌落到284V,瞬间电压跌落与电压峰值的比为8.68%,恢复时间为0.8ms,动态性能较好。可见该系统具有瞬态跌落小和恢复时间快的特点。

4 结 论

实验结果表明,基于状态空间法的双环控制方法能使PWM逆变器输出高质量的正弦波,对整流性负载具有较好的抑制能力,而且动态调节速度较快,系统拥有较好的动态性能,能有效补偿各种误差影响,各种负载时输出电压稳态误差不超过0.5%,突加阻性负载时电压变化率为8.68%,即使带非线性

性负载输出电压也能保持较好的正弦度,因而是较为理想的控制方法。

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术(第3版). 北京:高等教育出版社,2011. 91-109
- [2] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京:机械工业出版社,2010. 187-204
- [3] 黄俊,王兆安. 电力电子变流技术(第3版). 北京:机械工业出版社,2011. 71-91
- [4] 徐顺刚,许建平,曹太强. 电压电流双闭环反馈逆变器并联控制. 电力自动化设备,2009,(10):103-105
- [5] 林渭勋. 现代电力电子技术. 北京:机械工业出版社,2006. 167-199
- [6] 刘飞,查晓明,段善旭. 三相并网逆变器LCL滤波器的参数设计与研究. 电工技术学报,2010,25(3):110-116
- [7] Wyk J D V. Power electronics technology at the dawn of a new century: Past achievements and future expectations. In: Proceedings of the 3rd International Power Electronics and Motion Control Conference, Beijing, China, 2000. 9-20
- [8] 张轩,刘进军. 微网孤岛运行时基于逆变器的新型功率控制. 电源学报,2011,(1):38-40
- [9] Bose B K. Recent advances in power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1992, 7(1):2-15
- [10] 肖华锋,杨晨,谢少军. 基于改进型全桥电路的非隔离光伏并网逆变器. 中国电机工程学报,2011,(3):41-44
- [11] Erickson R W. Fundamentals of power electronics, 2nd Edition. New York: Chapman & Hall, Ltd., 2001. 331-376
- [12] 马志文,殷振环. 大功率二电平逆变器多模式SVPWM算法研究. 微电机,2010,(4):17-20

Research on the state space based digital PI dual loop control for PWM inverters

Xie Wei^{***}, Duan Jianmin^{*}

(^{*} Beijing Key Laboratory of Traffic Engineering, Beijing University of Technology, Beijing 100124)

(^{**} Beijing Polytechnic, Beijing 100176)

Abstract

The practical application of digital control, including dual loop digital control technique with instantaneous voltage and current feedback, as well as the feature of sinusoidal wave pulse width modulation (PWM) inverters, were mainly studied. Based on the establishment of state space model for the inverter control system, a dual loop digital control strategy (the inner loop is for inductor current and the out loop is for output voltage) was proposed with output feed forward. After direct discretization, the control system's parameters were calculated by a pole assignment method. The simulation waveforms under various conditions were presented. Both the simulations and the experiments showed that the proposed technique was simple and feasible, which can meet all the performance requirements of the inverter power source perfectly.

Key words: PWM inverter, state observer, disturbance observer, dual-loop control, pole-assignment, digital control