

高性能逆变器模拟控制器设计方法

彭力, 张宇, 康勇, 陈坚

(华中科技大学, 湖北省 武汉市 430074)

Design Method of Analog Controller for High-performance Inverter

PENG Li, ZHANG Yu, KANG Yong, CHEN Jian

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Inverter with single loop PID controller works not very well if PID controller parameters are not designed well. The design method of inverter instantaneous voltage PID controller based on pole-assignment is proposed in this paper. This method makes PID controlled inverter provides fast dynamic response, low output THD with nonlinear load, nice static characteristics and is a robust system. Theoretically, control essence of the PID controlled inverter is expounded with state space concept. Theoretical analysis is confirmed well through both simulation and experimental results. The instantaneous voltage PID control inverter has advantage on circuit and cost, compared with voltage current dual-loop control inverter.

KEY WORDS: inverter; output voltage waveform; pid control; pole-placement

摘要: 分析表明如果设计方法欠佳, PID 控制器不能发挥优良调节能力, 使逆变器单环控制系统性能不很理想。该文提出一种基于极点配置的逆变器瞬时电压 PID 控制器设计方法, 使 PID 控制逆变器动态响应快速、非线性负载情况下输出电压 THD 低, 稳态精度高, 系统鲁棒性强。在理论上, 从状态空间的角度阐述了此方法使 PID 控制逆变器系统性能优良的本质。仿真与实验结果有效地验证了理论分析。逆变器瞬时电压 PID 控制与电压电流双环控制相比, 在电路结构、成本等方面更具优越性。

关键词: 逆变器; 输出电压波形; PID 控制; 极点配置

0 引言

逆变器采用模拟 PID 控制器进行调节, 其动态性能特别是非线性负载的时候, 不令人满意^[1]。由于 PID 控制无法实现对正弦指令的无静差跟踪, 逆变器系统往往增设外环均值反馈以保证系统的稳态精度^[2-7]。逆变器单环 PID 控制不很理想的原因在于^[8]: 一方面逆变器空载阻尼小, 开环运行振荡剧烈, 收敛速度慢, 控制对象特性恶劣, 而且负载情

况复杂多变; 另一方面 PID 控制器各参数常常基于经验法设计然后在现场调试中最后整定, 或者基于频率特性反复试凑设计。这些控制器设计方法没有与控制系统性能指标建立直接量化关系, 没有找到适应各种负载运行情况的最佳控制参数值, 因而 PID 控制器不能表现出很好的调节作用。为此, 大量文献提出各种控制方案, 采用电压外环电流内环双闭环控制策略^[9-13], 通过电流内环改善逆变器动态性能, 使得逆变器的输出性能得到较大改进; 采用 PID 控制加重重复控制改善逆变器动、静态性能^[14-15], 但均使系统变得复杂。本文提出一种基于极点配置的逆变器模拟控制器设计方法, 并用于 PID 控制器设计, 仿真及实验结果表明所设计的控制系统同时具有优良的动、静态特性, 采用状态空间思想阐述了此方法使 PID 控制逆变器特性优良的本质。与逆变器双环系统相比, 说明了 PID 控制在电路结构、成本方面的优越性。

1 逆变器的极点配置 PID 控制

1.1 基于极点配置的 PID 控制器设计

逆变器瞬时电压 PID 控制系统框图如图 1 所示, 根据此框图, 考虑逆变器在参考正弦输入信号 u_r 、负载电流扰动信号 i_0 同时作用下闭环输出电压 u_0 的传递函数关系

$$U_0(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{LCs^3 + (rC + k_d)s^2 + (1 + k_p)s + k_i} U_r(s) - \frac{s(Ls + r)}{LCs^3 + (rC + k_d)s^2 + (1 + k_p)s + k_i} I_0(s) \quad (1)$$

逆变器闭环系统特征方程

$$D(s) = LCs^3 + (rC + k_d)s^2 + (1 + k_p)s + k_i \quad (2)$$

闭环系统的动态响应性能、稳定性主要由闭环

极点在 S 平面的分布位置决定, 对于一个高阶(高于二阶)系统, 其动态特性主要由闭环主导极点决定。如果根据控制系统的动态性能指标确定了闭环系统主导极点希望位于 $s_{r1,2} = -z_r w_r \pm j w_r \sqrt{1 - z_r^2}$, 其中 z_r 、 w_r 分别为希望的阻尼比和自然频率, 那么闭环非主导极点, 可以选取 $s_{r3} = -n z_r w_r$, 其中 n 是正的常数, n 的取值越大则由 $s_{r1,2}$ 、 s_{r3} 三个极点确定的三阶系统响应特性越接近由闭环主导极点决定的二阶系统, 一般 $n=5\sim 10$ 时均可, 由此得到满足动态性能要求的希望的闭环系统特征方程

$$D_r(s) = (s^2 + 2z_r w_r s + w_r^2)(s + n z_r w_r) \quad (3)$$

用极点配置方法可得

$$\begin{cases} k_d = (2+n)z_r w_r LC - rC \\ k_p = (2nz_r^2 + 1)w_r^2 LC - 1 \\ k_i = nz_r w_r^3 LC \end{cases} \quad (4)$$

式(4)是基于极点配置方法设计的逆变器瞬时电压 PID 控制器参数, PID 控制器参数的选择直接与闭环系统的性能指标建立了量化关系, 设计过程概念清晰, 简洁明了。这种 PID 设计方法适用于类似逆变器的二阶系统。

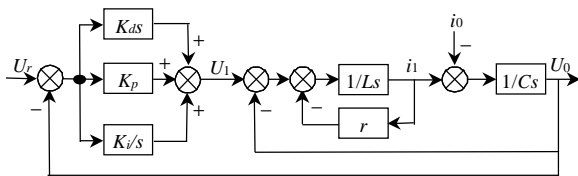


图1 逆变器的PID控制系统框图

Fig.1 Inverter PID control system diagram

1.2 逆变器极点配置 PID 控制系统的性能

动态特征: 从控制器参数的设计中可见, 如果把实际的闭环极点放置在希望的闭环极点位置, 而且 n 取得足够大, 则逆变器闭环系统近似为二阶系统, 其动态振荡性、过渡过程响应时间由 z_r 、 w_r 决定, 这里是按希望特性选取 z_r 、 w_r 的, 所以能满足动态指标要求。

静态特性: 假定 PWM 逆变器产生的是理想 SPWM 波形, 其高频成分可被 LC 输出滤波器完全滤除, 则 SPWM 波形可用标准正弦波简化代替。设给定正弦信号 $u_r = U_{rm} \sin w_1 t$, 给定正弦信号 u_r 产生的输出分量用 u_{or} 表示, 基波负载电流引起的输出压降用 u_{oi-1} 表示, 谐波负载电流引起的输出压降用 u_{oi-n} 表示, 由式(1)可得输出 u_0 为

$$U_0(jw) = f_1(jw_1)U_r(jw_1) + f_2(jw_1)I_0(jw_1) + \sum_{n=2}^{\infty} f_2(jnw_1)I_0(jnw_1) = U_{or} + U_{oi-1} + \sum_{n=2}^{\infty} U_{oi-n} \quad (5)$$

根据 $f_1(jw_1)$ 推导可得输入 u_r 产生的基波输出

$$U_{or} = \frac{U_{rm}(ac_r - bd_r)}{LC(a^2 + b^2)} \cos w_1 t - \frac{U_{rm}(ad_r + bc_r)}{LC(a^2 + b^2)} \sin w_1 t \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{式中: } a &= w_1^3 - w_1 \frac{k_p + 1}{LC}; \quad b = w_1^2 \frac{k_d + rC}{LC} - \frac{k_i}{LC}; \\ c_r &= k_i - w_1^2 k_d; \quad d_r = w_1 k_p \end{aligned}$$

设基波负载电流 $i_{o-1} = I_{0m1} \sin(w_1 t - q_1)$, q_1 为基波负载电流与给定正弦信号的相位差, 根据 $f_2(jw_1)$ 推导可得基波负载电流引起的输出压降

$$U_{oi-1} = \frac{I_{0m1} w_1 (ac_1 + bd_1)}{C(a^2 + b^2)} \cos w_1 t + \frac{I_{0m1} w_1 (ad_1 - bc_1)}{C(a^2 + b^2)} \sin w_1 t \quad (7)$$

$$\text{式中: } c_1 = w_1 \cos q_1 - \frac{r}{L} \sin q_1; \quad d_1 = w_1 \sin q_1 + \frac{r}{L} \cos q_1$$

逆变器闭环系统基波输出

$$U_{o-1} = U_{or} + U_{oi-1} = \sqrt{(A_r + A_1)^2 + (B_r + B_1)^2} \sin(w_1 t + b) \quad (8)$$

$$\text{式中: } A_r = \frac{U_{rm}(ac_r - bd_r)}{LC(a^2 + b^2)}; \quad B_r = -\frac{U_{rm}(ad_r + bc_r)}{LC(a^2 + b^2)};$$

$$A_1 = \frac{I_{0m1} w_1 (ac_1 + bd_1)}{C(a^2 + b^2)}; \quad B_1 = \frac{I_{0m1} w_1 (ad_1 - bc_1)}{C(a^2 + b^2)};$$

$$\tan b = \frac{A_r + A_1}{B_r + B_1}$$

当逆变器结构参数和(额定)负载已知, 控制器参数设计完成后, 可以由式(8)确定闭环系统的稳态基波电压, 并进一步获得稳态精度。

1.3 仿真

针对一台单相 PWM 逆变器进行 PID 控制器设计, 逆变器主要参数如下: 额定输出电压 $U_0 = 220V$, 额定频率 $f = 50Hz$, 额定输出功率 $P_0 = 11kW$, 额定功率因数 $\cos f = 0.8$, 输出滤波电感 $L = 0.43mH$, 输出滤波电容 $C = 140\mu F$, 等效阻尼电阻 $r = 0.1\Omega$, PWM 开关频率 $f_{sw} = 10kHz$ 。根据式(4), 在选取希望的阻尼比 $z_r = 0.8$ 、希望的自然频率 $w_r = 3500$ 、 $n = 10$ 的情况下, 计算得到 PID 控制器参数

$$\begin{cases} k_p = 9.17 \\ k_i = 20649 \\ k_d = 0.002 \end{cases}$$

由式(7)计算额定功率输出时输出电压稳态精度为 -0.17% , 空载时稳压精度为 -0.22% 。

对上述设计的逆变器进行仿真, 图 2 所示为空载逆变器开环与 PID 闭环控制动态指令跟随性能波

形, 图 2(b)的空载逆变器开环时指令跟踪情况产生剧烈振荡, 超调量很大。图 2(c)为极点配置 PID 控制的逆变器闭环系统指令跟踪情况, 超调量为 22%, 过渡过程时间约 2ms, 闭环系统的动态响应特性得到明显改善。

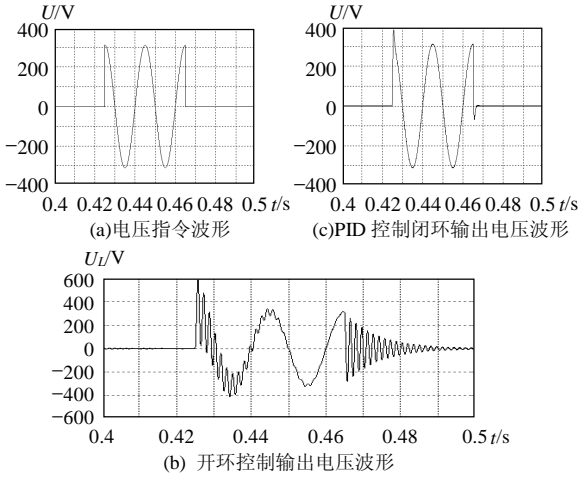


图 2 空载逆变器动态指令跟踪波形
Fig. 2 Inverter dynamic command track waveform when nonload

图 3 显示了逆变器闭环系统突加、突减额定负载时的输出波形, 图 3(a)是突加、突减 11kW 阻性负载的情况, 而图 3(b)是突加、突减 13.75kVA、功率因数 0.8 的阻感性负载情况, 两者响应波形的动态过渡过程小于 1ms, 输出电压变化率小于 6.6%, 负载适应性强。

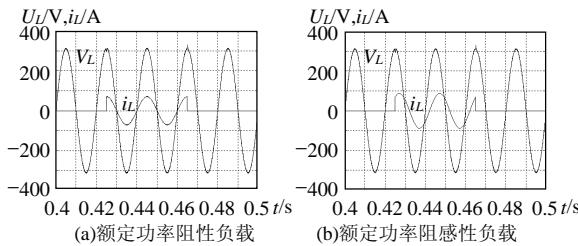


图 3 逆变器 PID 控制系统负载突变输出电压、电流波形
Fig. 3 PID control inverter output voltage, current waveforms when load change

图 4 显示了逆变器对二极管整流型非线性负载的响应情况, 不同文献对于非线性额定负载理解不同, 因此图 4(a)是逆变器极点配置 PID 控制系统所带非线性负载有效值达到逆变器额定负载电流有效值时的波形, 用快速付立叶变换(FFT)分析可知此时负载电流峰值 $I_{Op}=158.9A$, 电流波峰因子=3.19, 输出谐波畸变率 $h_{THD}=1.40\%$ 。图 4(b)是逆变器极点配置 PID 控制系统所带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的波形。此时负载电流峰值 $I_{Op}=72.5A$, 电流波峰因子=3.17, 输出谐波畸变率 $h_{THD}=0.93\%$ 。

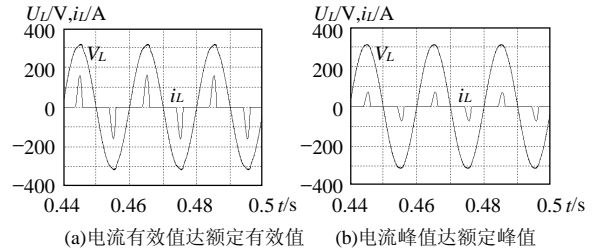


图 4 非线性负载时输出电压、负载电流波形
Fig. 4 Output voltage and current waveforms when nonlinear load

由于极点配置 PID 控制器动态响应快, 控制准确度高, 因而在额定输出、负载电流波峰因子超过 3 的情况下, 使输出电压的 h_{THD} 降为 1.40%或 0.93%, 表现出对非线性负载引起的波形失真具有较强的抑制能力。

仿真结果验证了极点配置 PID 控制的逆变器系统具有优良的动、静态特性。PID 控制逆变器系统的稳态精度随频率 w_r 的变化情况如图 5 所示。可见控制器参数的选择使系统动态响应速度越快, 那么相应的静态误差越小, 静态特性越好。

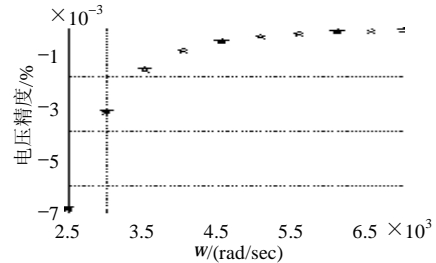


图 5 稳压精度随 w_r 的变化情况
Fig. 5 Output voltage precision changes with w_r

2 极点配置 PID 控制的状态空间解释

将图 1 作等效变换成为图 6 的逆变器 PID 控制系统等效框图, 图中信号 $U_i(s)=(k_p+k_i/s+k_d s)U_r(s)$ 。在图 6 中反馈通道的反馈信号由输出 u_0 及其变化率、积分量分别乘以 k_p 、 k_d 、 k_i 3 个常系数的总和形成, 如果把输出 u_0 及其变化率、积分量看成系统的 3 个状态变量, 则图 6 就是以 u_i 为输入量, 以 k_p 、 k_d 、 k_i 组成状态反馈增益矩阵的状态反馈控制系统。常规状态反馈控制是将参考信号成相应比例地加到输入端 u_i 处, 则系统以每个时刻跟踪参考信号当前值作为目标运行; 如果将参考信号的比例、积分、微分总和加到输入端 u_i 处, 则系统是以参考信号的当前值、变化趋势以及过去时间的积累值全部作为目标进行跟踪, 显而易见, 后者的稳态性能大大优于前者, 从输出关于输入的频率特性 $U_0(j\omega)/U_i(j\omega)$ 中也能证明这一点。

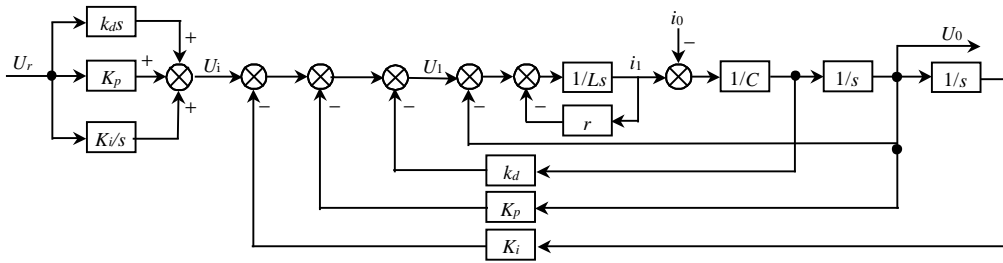


图6 逆变器PID控制系统等效框图
Fig.6 Inverter PID control system equivalent diagram

现有文献认为电压单环PID控制性能不好的原因是无负载扰动反馈，只有当负载扰动的影响最终在输出端(电压)表现出来以后控制器才反应。从图6可见输出电压的微分与电容电流成比例，会随着负载扰动的变化而瞬时变化，极点配置PID控制器包含负载扰动的反馈信息，因而具有较强的负载扰动抑制能力。

综上所述表明，基于极点配置的PID控制实际上是以输出 u_0 及其变化率、积分量作为状态变量的状态反馈闭环控制，而且是一种既能改善动态特性又兼顾静态响应性能的状态反馈控制，其中 k_d 、 k_p 主要作用就是通过改变逆变器的阻尼及振荡频率来改善动态响应， k_i 则提高了逆变器的稳态精度。这种设计方法使PID控制器三个参数形成有机整体对逆变器实施控制，从而可以获得高性能的PWM逆变器。

3 系统鲁棒性

在仿真实例中，当滤波电感 L 变化 $\pm 50\%$ ，逆变器开环频率特性、负载扰动闭环频率响应特性如图7所示。图7(a)可见，开环频率响应特性低频段相同，中、高频段稍有不同，相位裕度变化范围 $\pm 5^\circ$ ；图7(b)表明电感值变化只影响负载扰动闭环频率特性的中频段，偏差在 $-3.4\sim+6.3\text{dB}$ ，低、高频段具有相同的负载扰动衰减作用。

当滤波电容 C 变化 $\pm 50\%$ ，图8(a)所示的逆变

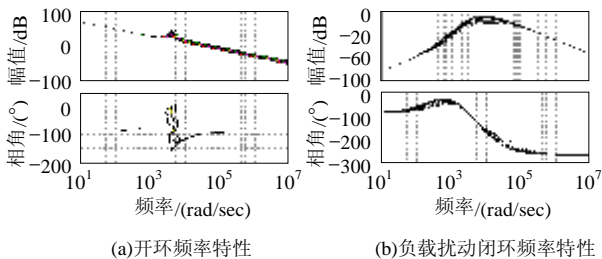


图7 电感 $L \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig.7 Frequency characteristic when inductor L changes between $\pm 50\%$

器开环频率特性与电感 L 变化时情况基本相同，图8(b)所示的负载扰动闭环频率响应在高频段有差别，差别不超过 $-5.7\sim+3.9\text{dB}$ 。

当等效阻尼电阻 r 变化 $\pm 50\%$ ，图9(a)所示开环频率特性表明逆变器响应几乎不受影响，图9(b)所示负载扰动闭环频率响应只在低频段有变化，以基波频率 50Hz 来看，变化范围不超过 $\pm 3\text{dB}$ ，其影响也可忽略。

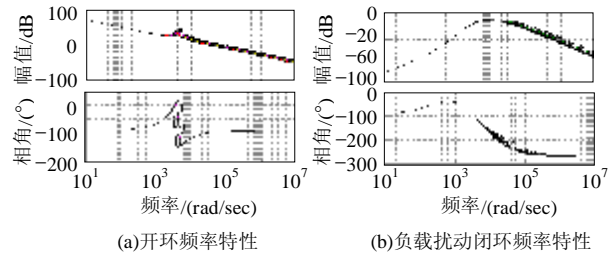


图8 电容 $C \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig.8 Frequency characteristic when capacitance C changes between $\pm 50\%$

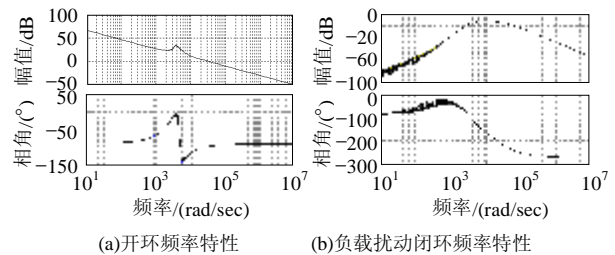


图9 电阻 $r \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig.9 Frequency characteristic when resistance r changes between $\pm 50\%$

当比例系数 k_p 变化 $\pm 50\%$ 时，逆变器开环频率特性如图10(a)所示，低、高频段无变化，中频段稍有差别，相位裕度偏差 $\pm 5^\circ$ 。负载扰动闭环频率响应同样只在中频段有差别，差别不超过 $\pm 4\text{dB}$ 。

当积分系数 k_i 变化 $\pm 50\%$ 时，图11(a)所示开环频率特性表明低频段有变化，基波频率 50Hz 处变化不超过 $\pm 5\text{dB}$ ，中、高频段无变化，相位裕度相同。图11(b)所示负载扰动闭环频率响应只在低频段有变化，基波频率 50Hz 处变化范围在 $-6.4\text{dB}\sim+3.2\text{dB}$ 。

当微分系数 k_d 变化 $\pm 50\%$ 时, 图 12(a) 所示开环频率特性在中、高频段稍有变化, 相位裕度在 $63^\circ \sim 87^\circ$, 其偏差为 $+19^\circ \sim -5^\circ$ 。图 12(b) 所示负载扰动闭环频率响应曲线只在中频段有变化, 变化范围不超过 $\pm 6\text{dB}$ 。

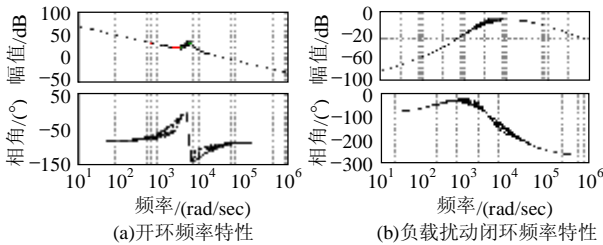


图 10 $k_p \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig. 10 Frequency characteristic when k_p changes between $\pm 50\%$

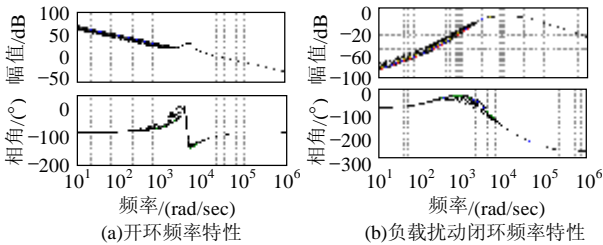


图 11 $k_i \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig. 11 Frequency characteristic when k_i changes between $\pm 50\%$

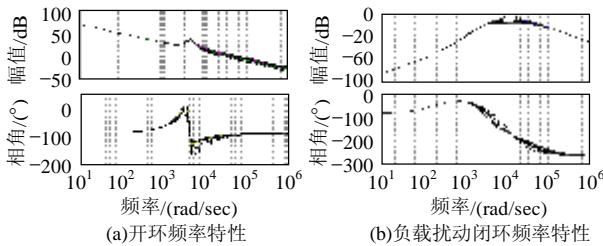


图 12 $k_d \pm 50\%$ 变化时系统频率特性

Fig. 12 Frequency characteristic when k_d changes between $\pm 50\%$

4 实验结果

实验装置为 IGBT 单相全桥逆变器, 逆变器参数如下: 输出额定电压 $U_{or}=176\text{V}$ (有效值), 输出额定电流 $I_{or}=60\text{A}$ (有效值), 滤波电感 $L=0.43\text{mH}$, 滤波电容 $C=140\mu\text{F}$, 实测阻尼比 $\zeta=0.09$ 。对本实验装置, PID 控制参数选取 $k_p=9.176$, $k_i=20649$, $k_d=0.002$ 。实际应用时为了避免纯积分引起的饱和问题, 积分环节用一个大惯性环节代替, 这样低频增益变为有限值, 转折频率以上增益保持不变; 为了避免微分引入的高频干扰, 微分环节与小惯性环节串联使用。

图 13 显示了逆变器 PID 控制系统突加 68.3% 额定负载(41A)时的输出波形, 动态过渡过程约

2ms, 输出电压变化率不超过 10% , 负载适应性强。图 14 显示了逆变器带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的响应波形, 此时负载电流峰值 $I_{op}=86\text{A}$, 电流波峰因子=3.14, 输出谐波畸变率 $h_{\text{THD}}=1.23\%$ 。表 1 显示了逆变器稳态输出电压测试数据, 其中稳压精度等于实际输出电压与额定电压之差占额定电压的百分比, 不同负载情况下稳压精度均在 0.7% 之内, 稳态误差非常小。

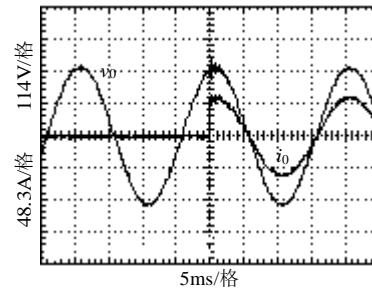


图 13 PID 控制逆变器突加 68.3% 额定负载时输出电压、电流波形

Fig.13 PID control inverter output voltage, current waveforms from no load to 68.3% rating load

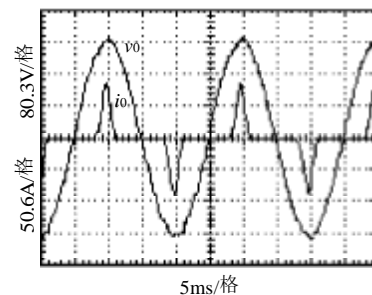


图 14 PID 控制逆变器非线性负载时输出电压、电流波形

表 1 逆变器稳态输出电压测试数据
Tab.1 Test data of inverter output voltage

逆变器输出	负载电流/A						
	空载	13	23.3	33	40.7	50	59
输出电压/V	177.2	176.2	176.0	175.7	175.5	175.4	175.4
稳压精度/%	0.7	0.11	0	-0.17	-0.3	-0.34	-0.34

5 结论

本文提出一种基于极点配置的逆变器模拟控制器设计方法, 并用于 PID 控制器设计。仿真与实验结果验证了此方法使 PID 控制逆变器动态响应快速、非线性负载情况下输出电压的 h_{THD} 低, 稳态剪度高。在理论上, 从状态空间的角度阐述了此方法使 PID 控制逆变器系统性能优良的原因是: 它本质上是状态反馈控制。基于极点配置的瞬时电压 PID 控制无需电流传感器, 控制系统只需要一个调节器, 控制器参数设计步骤简单明了。与逆变器双环系统

比较, 瞬时电压 PID 控制在电路结构、成本方面更具优越性。

参考文献

- [1] 谢力华, 苏彦民. 正弦波逆变电源的数字控制技术[J]. 电力电子技术, 2001, 35(6): 52-55, 51, 60.
Xie Lihua, Su Yanmin. Digital control technique of sinusoidal inverter[J]. Power Electronics, 2001, 35(6): 52-55, 51, 60(in Chinese).
- [2] 高军, 赵向华, 杨旭等. 正弦波逆变器电压微分反馈控制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2000, (10): 12-14.
Gao Jun, Zhao Xianghua, Yang Xu, et al. Research on voltage differential feedback control of sinusoidal inverter[J]. Power Electronics, 2000, (10): 12-14(in Chinese).
- [3] Ziogas P D. Optimum voltage and harmonic control PWM techniques for three-phase static UPS inverters[J]. IEEE Trans. Ind. Applicant, 1980, IA-16(4): 542-546.
- [4] Rahim M A. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for the single-phase voltage source UPS inverters [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1996, 11(4): 532-541.
- [5] Tsai Wen-Inne, Sun York-Yih. Design and implementation of three phase HIPWM inverters with instantaneous and average feedback[C]. IEEE IECON, Maui, Hawaii, USA, 1993, 2: 800-805.
- [6] 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): 174-178.
Peng Li, Bai Dan, Kang Yong, et al. Research on three-phase inverter with unbalanced load[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 174-178(in Chinese).
- [7] 王归新, 张昌盛, 康勇, 等. UPS 逆变器电压控制的 Delta 调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 182-187.
Wang Guixin, Zhang Changsheng, Kang Yong, et al. Study on voltage-controlled delta-modulated ups inverter control scheme[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 182-187(in Chinese).
- [8] 彭力. 基于状态空间理论的 PWM 逆变电源控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
Peng Li. Research on control technique for PWM inverters based on state-space theory[D]. Wuhan: HUST, 2004(in Chinese).
- [9] Liviu Mihalache. DSP control method of single-phase inverters for UPS applications[C]. IEEE APEC, Dallas, Texas, USA, 2002, 590-596.
- [10] Michael J Ryan, William E Brumsickle, Robert D Lorenz. Control topology options for single-phase UPS inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, MARCH/APRIL 1997, 33 (2): 493-501.
- [11] Youichi Ito, Shoichi Kawauchi. Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, MARCH 1995, 10(2): 196-204.
- [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.
Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [13] 郭卫农, 陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 64-68.
Guo Weinong, Chen Jian. Study on digital dual-loop control for inverters based on state-observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 64-68(in Chinese).
- [14] 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技术[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 internal model theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70(in Chinese).
- [15] Rech C, Pinheiro H, Grudling H A, et al. Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters[C]. IEEE PESC, Vancouver, Cancouver, Camadi, 2001, 2: 986-991.

收稿日期: 2005-11-01.

作者简介:

彭力(1967—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子技术, zyu1126@public.wh.hb.cn.

(编辑 王彦俊)