

DOI:10.15923/j.cnki.cn22-1382/t.2018.5.08

UPS 逆变电源 PR 调节控制

张袅娜, 牛文静*

(长春工业大学 电气与电子工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要: 分析了逆变系统的工作原理, 建立被控对象数学模型。采用 LC 滤波器和 PR 调节器实现对不同频率谐波的抑制, 以改善输出电压的稳态精度和总谐波畸变率, 改善系统不平衡负载能力及负载突变时的响应时间, 并进行了仿真研究。

关键词: 不间断电源; 逆变器; PR 调节器; 数字控制

中图分类号: TM 423 **文献标志码:** A **文章编号:** 1674-1374(2018)05-0463-07

UPS inverter control based on PR controller

ZHANG Niaona, NIU Wenjing*

(School of Electrical & Electronic Engineering, Changchun University of Technology, Changchun 130012, China)

Abstract: A mathematical model of the controlled object is established based on inverter operation principle. A LC filter and a PR controller are designed to improve the voltage output stability and harmonic distortion rate and upgrade the unbalanced load capacity and the response time. Simulation of the proposed control strategy is carried out.

Key words: Uninterruptible Power Supply; inverter; PR controller; digital control.

0 引言

随着电子科技的高速发展, 各种各样的非线性用电设备给电网造成了严重污染, 导致市电供电的不稳定性。而在医疗、通讯、金融等行业对供电质量具有较高的要求, 因此, 不间断电源(Uninterruptible Power Supply, UPS)应运而生。近几十年, 数字控制技术的高速发展使得 UPS 的控制方式逐渐由模拟控制演变为数字控制^[1]。如今 UPS 的数字控制普遍通过数字信号

处理器(Digital Signal Processor, DSP)来实现, 达到 UPS 的故障检测、实时通讯和智能化控制等目的; 其未来发展趋势是全数字化、高频小型化、并机冗余技术、绿色化和智能化。一般 UPS 系统由整流、蓄电池、逆变、静态旁路开关组成, 而整流和逆变是 UPS 的关键部分^[2]。其输入电流功率因数、输出设备电压波形质量、带非线性负载能力及抗干扰能力将直接决定 UPS 的整体性能。如何使 UPS 逆变器在各种干扰下仍可以输出幅值与频率均稳定的正弦电压对于 UPS 在工业上的

收稿日期: 2018-06-21

基金项目: 吉林省科技厅项目(20160204056GX)

作者简介: 张袅娜(1972—), 女, 汉族, 吉林长春人, 长春工业大学教授, 博士生导师, 主要从事模式识别与智能系统及复杂系统建模、优化与控制方向研究, E-mail: zhangniaona@ccut.edu.cn. * 通讯作者: 牛文静(1993—), 女, 汉族, 河北邯郸人, 长春工业大学硕士研究生, 主要从事复杂系统建模、优化与控制方向研究, E-mail: wx_niu@163.com.

应用具有十分重要的意义,同时在某种程度上起到净化电网的作用。Jiang S 等^[3]提出一种同步帧重复控制实现对谐波的抑制;Perez-Ladron G 等^[4]利用无源性控制降低总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD);Mazloum N 等^[5]采用滑模实现对电流环的控制,从而提高系统动态响应。马骏杰等^[6]通过增加一个过零判断控制器降低了重复控制对 UPS 输出电压的影响;王

新等^[7]通过设计的 Detal 控制器有效提高了 UPS 系统的抗干扰能力。文中以在线式 UPS 为例,通过设计合适的 LC 滤波器和 PR 调节器降低系统的总谐波畸变率,提高系统动态响应速度及其带负载能力。

1 UPS 逆变系统工作原理

UPS 逆变系统的拓扑结构如图 1 所示。

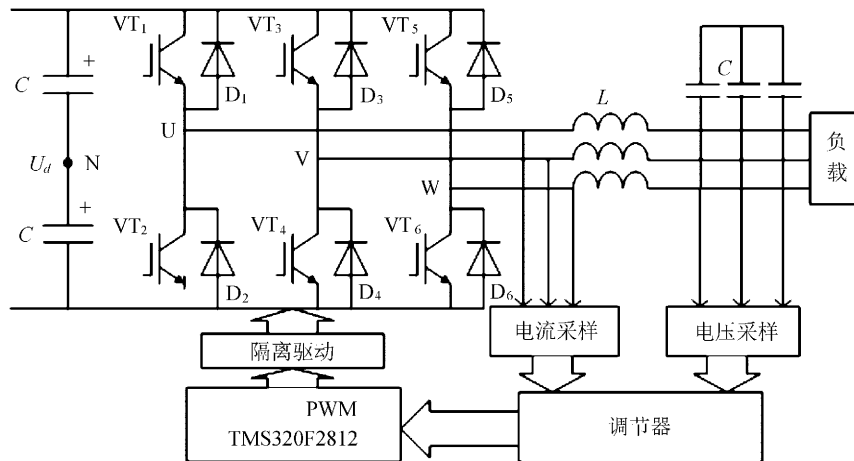


图 1 UPS 逆变系统拓扑结构

在三相逆变系统中,为了避免出现同一桥臂的两个开关管直通的情况,在两个开关管导通转换时间中设置一个死区,加上采样时刻误差的影响,会导致谐波分布更加复杂。文中采用的是正弦脉冲宽度调制^[8]技术,已知调制波频率 $f_c = 50$ Hz,载波频率 f_k 就是 SPWM 的脉宽频

率。脉冲宽度与 m 成正比,因此调制比 m 决定了逆变器输出正弦电压的幅值,综合考虑到 THD、开关电源频率、开关特性等因素, m 取值为 0.8。

UPS 逆变系统的控制结构如图 2 所示。

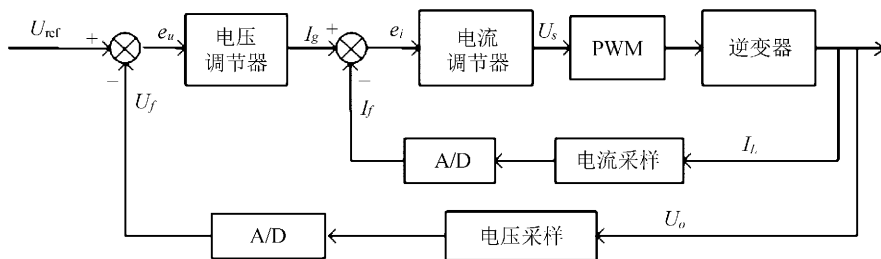


图 2 UPS 逆变系统控制结构

系统采用电压、电流双闭环控制,对输出电压和电感电流进行采样。将采样电压与参考电压作为比较器的输入,输出电压误差信号,将电压误差信号经过 PR 调节器后获得参考电流,然后与采样电流作为比较器的输入,输出电流误差信号,电流信号误差流经比例调节器调节后获得 SPWM 的调制波信号,调制波信号与载波幅值相比较后,

得到开关管的驱动信号。

由于三相逆变桥的每一相都不存在耦合,所以可以看成是三个相差 120° 的单相桥逆变器组合在一起^[9]。因此在分析被控对象数学模型时可以用单相桥来分析。由于开关是不连续状态,我们采用状态空间平均法^[10]建立连续的状态平均模型来分析。输出电压 $v_o(s)$ 和输入电压 $v_i(s)$

之间的频域传递函数 $G(s)$ 为:

$$G(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{Ls}{R} + 1} \quad (1)$$

单相逆变桥电路如图 3 所示。

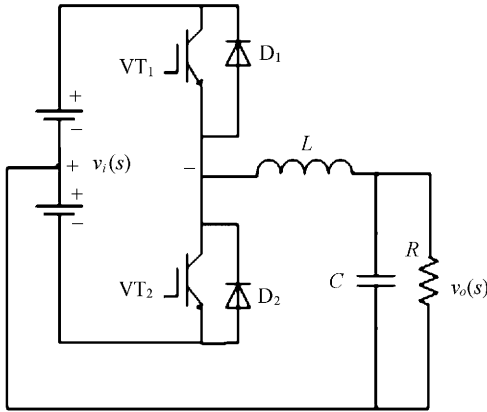


图 3 单相逆变桥电路

双极性脉冲调制时, $v_i(s)$ 可以表示为:

$$v_i(s) = E \cdot (2s - 1) \quad (2)$$

其中, s 表示开关函数, 当 VT_1 (或 D_1) 导通时, $s=1$; 当 VT_2 (或 D_2) 导通时, $s=0$ 。显然, 由于开关函数 s 的存在, 式(2)从不连续。对式(2)求开关周期平均, 得到:

$$\bar{v}_i(s) = E \cdot (2\bar{s} - 1) \quad (3)$$

用 \bar{v}_i 来表示 v_i 的开关周期平均值。则 s 的开关周期平均值可以表示为:

$$\bar{s} = D(t) \quad (4)$$

$D(t)$ 为占空比

$$D = \frac{1 + \frac{v_m}{v_c}}{2} \quad (5)$$

式中: v_m ——参考正弦波信号;

v_c ——三角载波峰值。

将式(4)和式(5)代入式(3)中可得:

$$\bar{v}_i(s) = E \cdot \frac{v_m}{v_c} \quad (6)$$

则从调制信号输入至逆变桥输出的传递函数可以表示为:

$$K_{PWM} = \frac{v_i(s)}{v_m(s)} = \frac{E}{v_c} \quad (7)$$

在 SPWM 中, 当 $f_k \gg f_c$ 时, 逆变桥环节可以作为比例环节, 比例系数用 K_{PWM} 表示。

结合式(1)可得出逆变器的传递函数为:

$$G_a(s) = \frac{1}{LCs^2 + \frac{Ls}{R} + 1} \cdot \frac{E}{v_c} \quad (8)$$

得到其等效框图如图 4 所示。

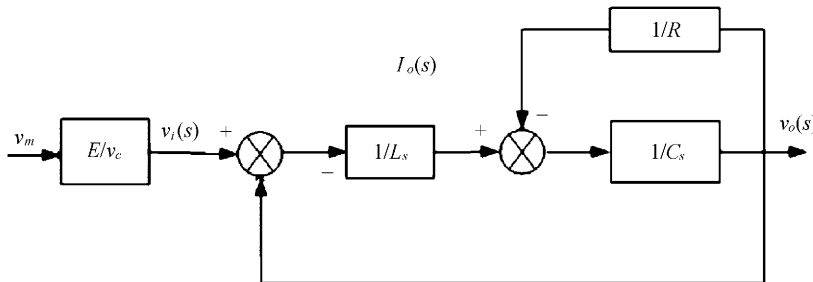


图 4 单相桥逆变电路等效方框图

在设计 LC 滤波器的时候既要考虑到其谐波抑制能力, 也要考虑到其对逆变器的附加电流应力^[11], 往往这两者是相互矛盾的。已知开关频率 f_k 为 10 kHz, 依据 LC 滤波器的幅相频率特性, 所设计的二阶 LC 滤波器满足以下条件:

$$\xi = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{2R} \leq 0.707 \quad (9)$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \leq f_n \quad (10)$$

式中: ξ ——阻尼比;

f_n —— LC 滤波器的转折频率, 其值取开关频率 f_k 的十分之一, 即为 1 kHz。

设计满足条件的电容电感值: $C=22 \mu F, L=2 \text{ mH}$ 。电感值过小时, 滤波效果不明显, 电感值过大时, 系统响应时间过大; 当电容过大时, 输出电压幅值偏大, 电容值过小时, 输出电压幅值偏小。

2 PR 调节器的设计

文中设计了一种可以有效抑制谐波的 PR 调节器, 其具有较好的交流跟踪与调节特性。根据内模原理, 通过对闭环系统的分析得出调节器的

理想模型,通过对理想模型的频率特性分析和改进得到 PR 调节器实际应用模型^[12-15]。

当系统的参考电压为正弦信号,且被控对象的数学模型中又没有包含正弦内模时,所设计的调节器 $G_c(s)$ 中应该包含正弦内模。调节器传递函数为:

$$G_c(s) = \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (11)$$

为了缩短系统的动态响应时间,此处引入比例环节,则 PR 调节器的传递函数为:

$$G_{AC}(s) = K_P + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (12)$$

式中: K_P ——比例系数;

K_i ——增益系数;

ω_0 ——谐振频率。

K_P 的选择较明显地改善系统的动态特性,但过大时也可能引起输出电压过冲的现象, K_i 用于改善基频增益特性。通过调整 ω_0 的大小可以抑制其指定谐波。将不同调节器组合起来,便可以得到高质量的输出波形。在实际系统中只需调整 K_P 、 K_i 和 ω_0 这三个参数即可得到合适的调

节器。在接入不平衡负载时会导致谐波过大,仅用传统的 PR 调节器控制不能达到用电质量要求,前面提到通过改变调节器结构抑制指定次数谐波。已知接入非线性负载时的谐波主要集中在 5 次、7 次、11 次和 13 次谐波上,上面提到,合理改善 PR 调节器的结构以及调整 ω_0 的大小可以抑制其指定谐波。

对于抑制 5 次谐波设计调节器

$$\frac{K_i s}{s^2 + (5\omega_0)^2} \quad (13)$$

对于抑制 7 次谐波设计调节器

$$\frac{K_i s}{s^2 + (7\omega_0)^2} \quad (14)$$

对于抑制 11 次谐波设计调节器

$$\frac{K_i s}{s^2 + (11\omega_0)^2} \quad (15)$$

对于抑制 13 次谐波设计调节器

$$\frac{K_i s}{s^2 + (13\omega_0)^2} \quad (16)$$

最后针对这些谐波改善调节器结构,如图 5 所示。

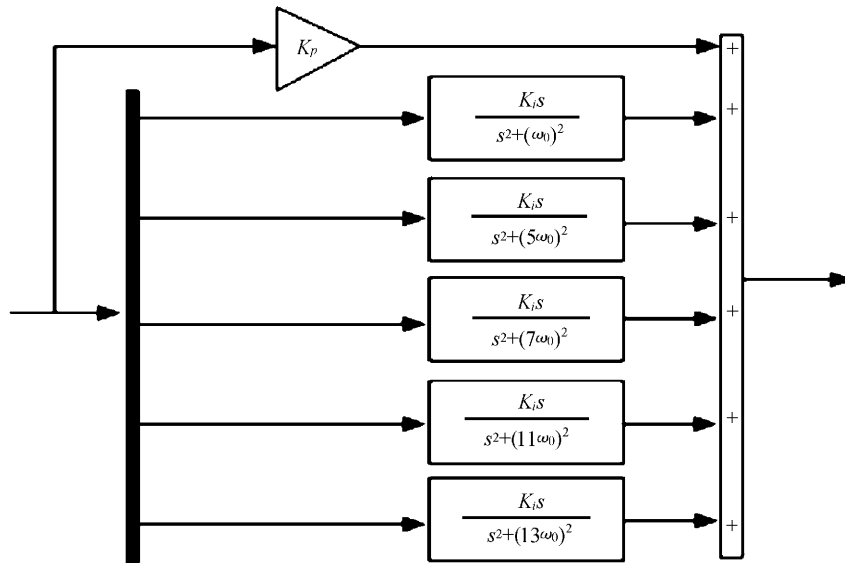


图 5 改善后的 PR 调节器

3 仿真验证

为了验证文中提出的控制方案的有效性,采用了 MATLAB/Simulink 仿真验证。仿真参数如下:输入电压 $U_i = 800$ V,滤波器电容 $C = 22$ μ F,电感 $L = 2$ mH,比例系数 $K_P = 0.2$,增益

系数 $K_i = 100$,谐振频率 $\omega_0 = 100\pi$,开关频率 $f_k = 10$ kHz。线性负载 $R = 10$ Ω ,接二极管整流器的非线性负载 $L = 1$ mH, $C_1 = 470$ μ F, $R = 25$ Ω 。

闭环线性负载动态输出电压波形和闭环线性负载动态电感电流波形分别如图 6 和图 7 所示。

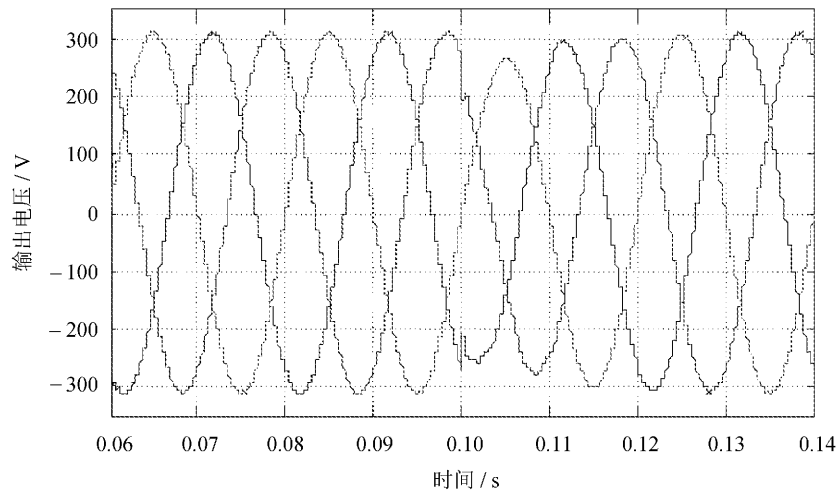


图 6 闭环线性负载动态输出电压波形

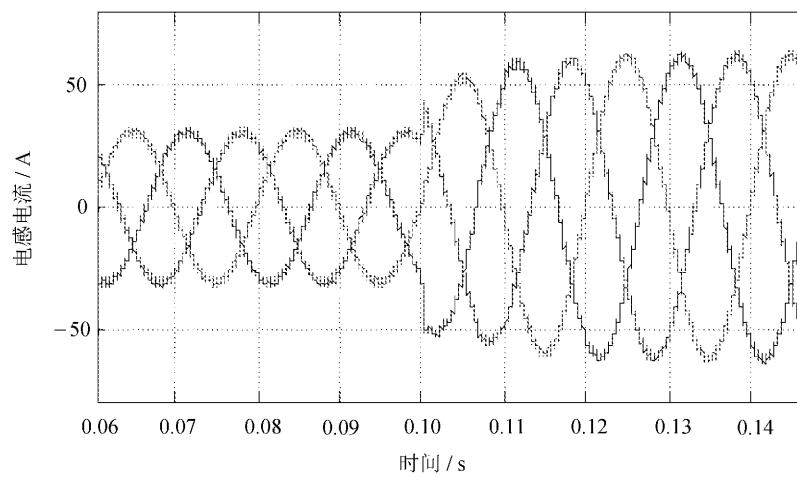


图 7 闭环线性负载动态电感电流波形

在 1 s 时给系统负载一个突变, 经过 18 ms 后恢复稳态, 输出电压失真度为 0.3%。

带整流器的非线性负载采用传统 PR 调节器的输出电压的波形失真度较大, 如图 8 所示。

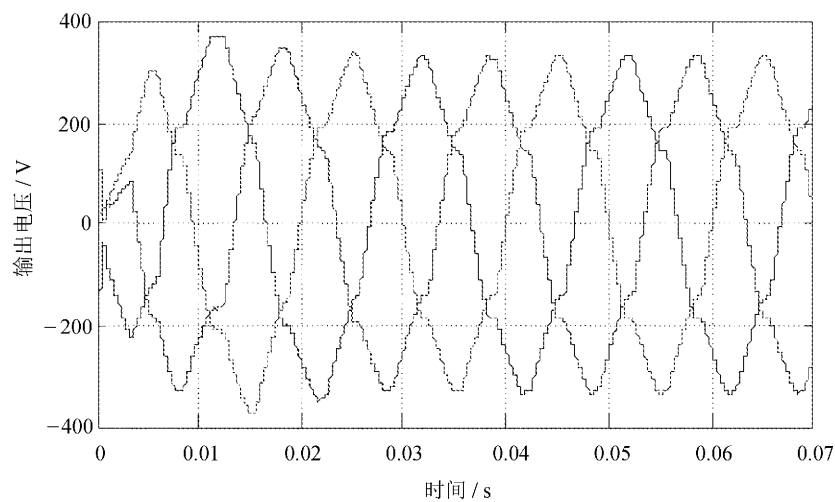


图 8 传统 PR 调节器控制的输出电压波形

改善后的 PR 调节器的输出电压波形一段时间后接近正弦波,如图 9 所示。

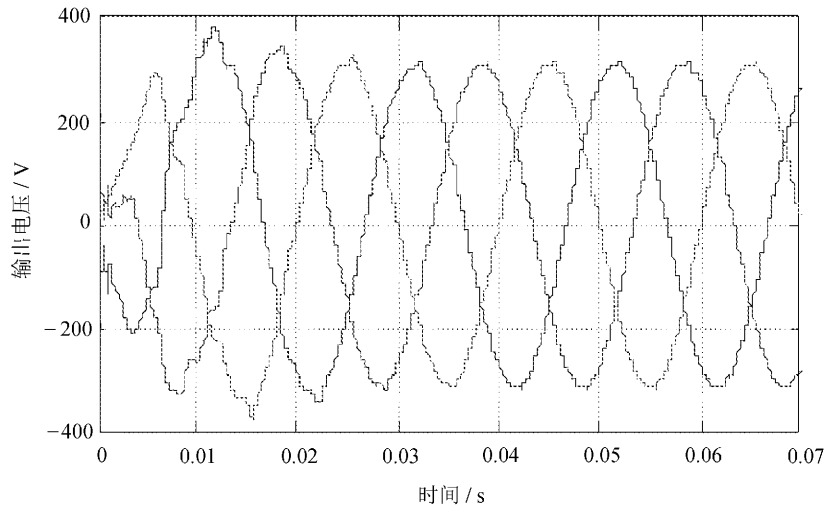


图 9 改善后 PR 调节器控制的输出电压波形

传统 PR 调节器控制下的 THD 分布图, THD=9.33%,不满足高质量供电要求,如图 10 所示。

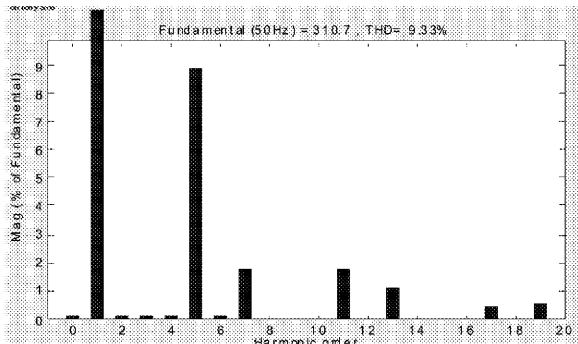


图 10 传统 PR 调节器控制的 THD 分布图

改善后的 THD 分布图, THD=1.72%,满足设计要求,如图 11 所示。

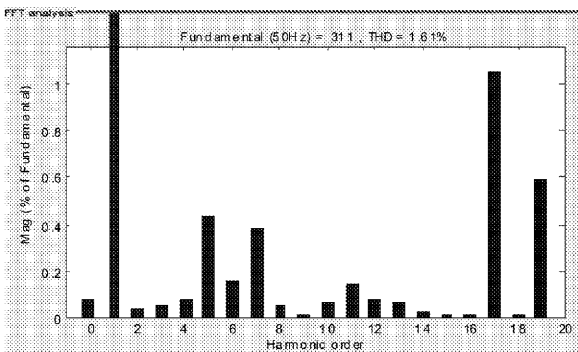


图 11 改善后 PR 调节器控制的 THD 分布图

4 结 语

针对提高 UPS 逆变电源输出电压的稳态和动态性能问题,提出一种基于比例-谐振调节器的双闭环数字控制策略。以 10KVA 在线式 UPS 为例,经过理论与仿真验证,得出以下结论:这种控制方式不仅可以有效提高系统输出电压的稳态精度,缩短系统动态响应时间,还抑制了系统输出电压的总谐波畸变率,符合 IEC 62040-3 的要求。

参考文献:

- [1] 陈小冬.基于 TMS320 DSP 的动态不间断电源 UPS 的研究[D].杭州:杭州电子科技大学,2012.
- [2] 葛莉.不间断电源(UPS)的工作原理及其维护分析[J].电子技术与软件工程,2015,24:135.
- [3] Jiang S, Cao D, Li Y, et al. Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (6): 2994-3005.
- [4] Perez-Ladron G, Cardenas V, Visairo N, et al. Passivity-based control technique for UPS inverters [C]// Control Conference. [S.l.]: IEEE, 2015: 5734-5739.
- [5] Mazloum N, Keikha O, Yaghoubi M, et al. A fast and cost-effective control of a three-phase stand-alone inverter[C] // Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference. [S.l.]: IEEE, 2017:67-72.

- [6] 马骏杰,王振东,邵泽健,等.改进重复控制在UPS逆变器中的应用[J].电力电子技术,2016(11):122-124.
- [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.
- [8] 刘明.三相UPS控制系统的设计和实现[D].西安:西安电子科技大学,2010.
- [9] 常春贺.PR调节器在逆变电源中的应用[J].电源技术,2010(10):1049-1052.
- [10] Prodic, Aleksandar, Dragan Maksimovic, et al. Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 173-181.
- [11] Bottin F, Pinheiro H. A threeeró-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4):2120-2136.
- [12] 王杰.PR调节器在SPWM逆变器中的应用[J].空军雷达学院学报,2009,23(4):278-280.
- [13] 李生林,孙健,刘海舰,等.基于PR调节器的风电机组电流谐波抑制技术研究[J].自动化技术与应用,2017,36(1):79-82.
- [14] 郭金库,赵彬,李岩,等.基于dsPLC30F4011的逆变电源复合控制[J].长春工业大学学报,2016,37(4):372-378.
- [15] 陈圆圆,卢秀和,薛鹏,等.基于复合控制的单相光伏逆变电源的研究[J].长春工业大学学报:自然科学版,2011,32(1):14-19.