

Research on VIENNA Rectifier Based on FPID Controller Optimized by GA Algorithm

Yansong Yin, Wei Yang, Shiyan Yang

Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang
Email: bingsong2011@163.com

Received: Jun. 2nd, 2016; accepted: Jun. 20th, 2016; published: Jun. 23rd, 2016

Copyright © 2016 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

There are many shortcomings in traditional PID controller, such as the slow dynamic response and the poor robustness. Based on VIENNA rectifier, this paper analyses the performance of fractional-order PID controller. Under the balanced three-phase input situation, we decoupled the VIENNA rectifier and established the mathematic model. According to the theory of fractional calculus, we optimized the parameters of FPID by genetic algorithm (GA) to improve the performance of dynamic response and the robustness, aiming at the IEAT index. We constructed the VIENNA model by Simulink, verified the good performance of FPID, designed a 2 kW VIENNA rectifier, and confirmed the effectiveness of FPID controller by experiment.

Keywords

VIENNA Rectifier, FPID, GA Algorithm, Neutral-Point Potential Balance

GA算法优化的FPID控制VIENNA整流器的研究

尹延松, 杨威, 杨世彦

哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨
Email: bingsong2011@163.com

收稿日期: 2016年6月2日; 录用日期: 2016年6月20日; 发布日期: 2016年6月23日

摘要

传统PID控制动态响应速度慢、抗干扰性能差, 本文针对VIENNA整流器采用分数阶PID (FPID)控制策略

进行研究。在三相输入对称条件下,对VIENNA整流器进行三相解耦,进而建立数学模型;根据分数阶微积分理论,基于IEAT指标并采用遗传(GA)算法对FPID控制器参数进行优化设计,提高VIENNA整流器动态响应特性与鲁棒性;建立simulink模型,通过仿真对比验证了FPID控制快速的动态响应特性,并通过样机实验验证了FPID控制的可行性。

关键词

VIENNA整流器, FPID, 遗传算法, 中点电位平衡

1. 引言

电力电子设备在工业、生活之中的广泛应用,给电网造成了严重的谐波污染和无功损耗,研究具有高功率因数和低谐波含量的PWM整流器已是目前电力电子行业的一个热点方向[1]。三相PWM整流器通常应用于高电压大功率场合,由Kolar教授提出的VIENNA整流器结构简单、不存在直通危险,更容易提高开关频率和功率密度,成为三相PWM整流器中的佼佼者,也是目前学者研究的重点结构[2]-[7]。

对VIENNA整流器的研究主要集中在数学模型分析、脉宽调制技术改进、控制策略设计以及中点电位平衡控制方面。其中文献[3]对滞环电流控制方法进行研究,并通过调节电流参考的直流偏移实现中点电位平衡,该方法结构简单但频率不固定,滤波电路参数设计困难;文献[4][5]采用电压电流双闭环的SVPWM控制,解决了开关频率不固定的问题,此方法控制性能好但计算量大,在高频工作时对数字控制器要求较高;文献[6][7]对单周期控制方法进行研究,控制结构简单且性能好,但文献[7]中提出的采用三次谐波注入法控制中点电位平衡却使结构更为复杂。

传统的PID控制动态特性与系统适应性较差,而新型的控制方法效果好但计算量大。与上述控制方法相比,FPID控制能够通过相对较少的计算量得到较好的系统适应性以及动态响应特性,已有不少学者将其应用于工业控制中[8]。本文将FPID控制应用于三相PWM整流中,提出基于FPID控制的电压电流双闭环控制策略,建立VIENNA整流器控制模型,给出FPID的参数整定策略,并通过仿真与实验验证了FPID控制方案的可行性。

2. VIENNA 整流器控制模型

VIENNA整流器主电路的拓扑结构如图1所示;其中 S_k 为双向开关、 L_k 为大小相等的三相滤波电感($k = a, b$ 或 c ,下同),整流桥为快恢复型或碳化硅型二极管。不对称或者三相偏差过大的系统难以解耦,分析与控制过于复杂[9],因此本文仅针对三相对称或者轻微不对称系统进行分析。

在三相输入对称、输出电压纹波小且变化缓慢的条件下,中点平衡控制使得输出电容 C_1 、 C_2 的电压和功率保持一致。记电容中点M与相电压中点N之间的电位差为 u_{MN} ,则稳态时若 $\langle u_{MN} \rangle \neq 0$,不平衡的充放电模式会导致上下侧电容电压不平衡。因此若控制电容中点电位平衡,稳态时有 $\langle u_{MN} \rangle = 0$,而VIENNA整流器在平均状态下便可解耦为三个单相Boost电路,如图2所示。

根据图2,可得电感电流以及电容电压的平均方程如式(1)所示。

$$\begin{cases} L_k \frac{d\langle i_k \rangle}{dt} = \langle u_k \rangle - \frac{\langle u_o \rangle}{2}(1-D) \\ \frac{C}{2} \frac{d\langle u_o \rangle}{dt} = \langle i_k \rangle(1-D) - \frac{\langle u_o \rangle}{R} \end{cases} \quad (1)$$

其中D为占空比,对上述方程加入输入电流、输出电压以及占空比扰动,可得小信号方程如式(2)所示。

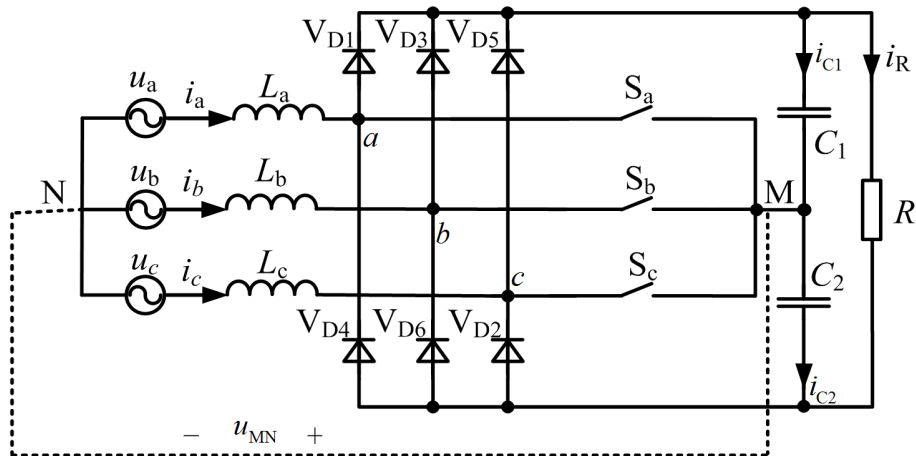


Figure 1. Topology of VIENNA rectifier

图 1. VIENNA 整流器拓扑结构

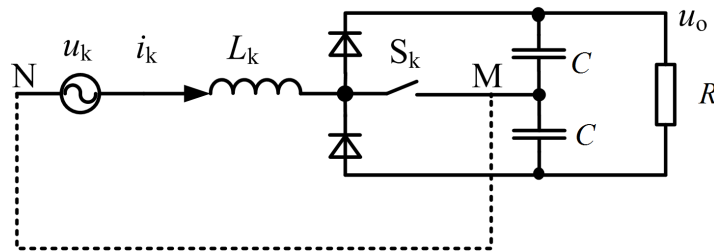


Figure 2. Equivalent circuit after decoupling

图 2. 解耦后等效电路

$$\begin{cases} L_k \frac{d\langle i_k + \hat{i}_k \rangle}{dt} = \langle u_k \rangle - \frac{\langle u_o + \hat{u}_o \rangle}{2} (1 - D - \hat{d}) \\ \frac{C}{2} \frac{d\langle u_o + \hat{u}_o \rangle}{dt} = \langle i_k + \hat{i}_k \rangle (1 - D - \hat{d}) - \frac{\langle u_o + \hat{u}_o \rangle}{R} \end{cases} \quad (2)$$

约去稳态分量以及二阶小量，并整理可得电流环以及电压环的控制方程如式(3)所示，对应的双闭环控制结构如图 3 所示。

$$\begin{cases} G_{ui}(s) = \frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_k} = \frac{1 - \frac{2sL_k}{R(1-D)^2}}{\frac{sC}{1-D} + \frac{4}{R(1-D)}} \\ G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_k}{\hat{d}} = \frac{u_o}{2sL_k} \frac{\frac{s^2L_kC}{(1-D)^2} + \frac{4sL_k}{R(1-D)^2}}{\frac{s^2L_kC}{(1-D)^2} + \frac{2sL_k}{R(1-D)^2} + 1} \end{cases} \quad (3)$$

3. FPID 控制系统设计

3.1. FPID 理论

分数阶 PID 的基础是分数微积分；分数微积分将整数微积分拓展到非整数领域，因此可以说整数微

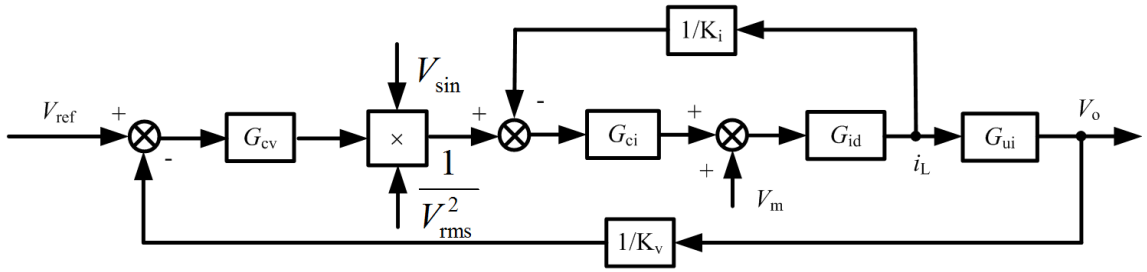


Figure 3. Structure of Dual-loop control

图 3. 双闭环控制结构

积分是分数微积分的特殊形式。数学上从不同角度出发，给出了分数阶微积的多种定义方法，其中时域内 Grünwald-Letnikov (G-L) 分数阶微积分定义如下：

对于函数 $f(t)$ ，假设在区间 $[a, t]$ 上有 $n+1$ 阶导数，则 α 阶次的微分定义与 β 阶次的积分定义分别如式 (4)、(5) 所示。

$${}^{G-L}D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (4)$$

$${}^{G-L}D_t^{-\beta} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^\beta \sum_{j=0}^n \binom{\beta}{j} f(t-jh) = \frac{1}{(\beta-1)!} \int_a^t (t-\tau)^{\beta-1} f(\tau) d\tau \quad (5)$$

其中 α 、 β 为任意实数， $n = \left[\frac{t-a}{h} \right]$ (取整运算)， h 为步长， $\binom{\alpha}{j}$ 、 $\binom{\beta}{j}$ 为二项式系数，可用 Gamma 函数表示，如式(6)所示：

$$\binom{k}{j} = \frac{\Gamma(k)}{j! \Gamma(k-j+1)} \quad (6)$$

时域内的分数阶微积分计算复杂，控制理论中需将其转化到频域进行分析。频域内，对于分数阶微积分因子 s^γ ，在 (ω_b, ω_h) 的频率段内，可根据改进的 Oustaloup 近似化算法进行计算，如式(7)所示。

$$s^\gamma \approx \left(\frac{d\omega_h}{b} \right)^\gamma \left(\frac{ds^2 + b\omega_h s}{d(1-\gamma)s^2 + b\omega_h s + d\gamma} \right) \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (7)$$

$$\text{其中: } \begin{cases} \omega'_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1-\gamma)/N} \\ \omega_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1+\gamma)/N} \\ \omega_u = \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega_b}} \end{cases}$$

实践证明，当 $b=10$ 、 $d=9$ 时能够取得较好的近似效果。由于近似后为高阶系统，采用常规的模拟器件难以实现该效果，通常需要采用 z 变换理论 ($s = \ln z/T$ ，其中 T 为采样周期)，将上述高阶系统离散化进而采用数字实现。

3.2. 基于 IEAT 指标的遗传算法参数整定

完整的 FPID 控制器表达式如式(8)所示，含有五个待整定的参数，其中 γ 、 μ 取值范围如图 4 所示，控制器结构如图 5 所示。由于自由度多，传统的整定方法复杂，可采用智能算法进行优化求解。

$$G(s) = K_p + K_i \frac{1}{s^\gamma} + K_d s^\mu \quad (8)$$

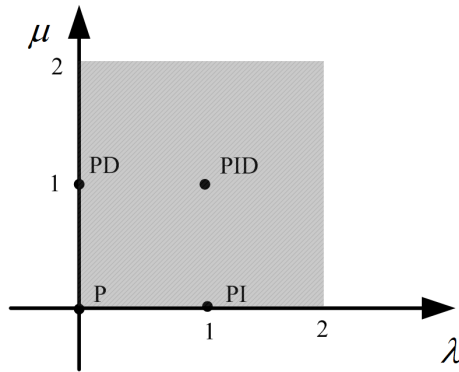


Figure 4. Parameter ranges of FPID controller
图 4. FPID 控制器取值范围

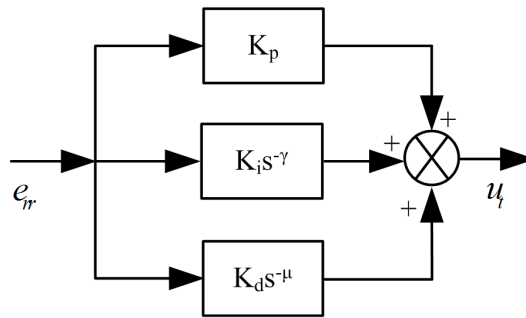


Figure 5. Structure of FPID controller
图 5. FPID 控制器结构

遗传(GA)算法是一种进化算法,其仿照生物进化原理,将代求参数编码为染色体,利用迭代方式进行选择、交叉、变异等运算来获取最优染色体信息,进而进化为符合优化目标的染色体。

相位裕度决定了系统稳定性,通过遗传算法,以穿越频率 ω_{cg} 处相位裕度为限定条件,根据系统单位阶跃响应的 IEAT 指标对控制器参数进行优化,对应限定条件与优化指标 E_t 如式(9)所示,校正流程如图 6 所示。

$$\begin{cases} |C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})| = 0 \text{ dB} \\ \arg(C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})) = -\pi + \varphi_m \\ E_t = \int_0^t |e_{\pi}| dt \end{cases} \quad (9)$$

4. 仿真与实验

4.1. 基于 Simulink 平台的 VIENNA 整流器仿真

基于 Simulink 平台搭建 VIENNA 仿真模型,仿真系统参数设置如下:三相输入电压 110 V,输出电压 400 V,额定功率 2 kW,滤波电感 300 μH 、输出电容上下各 440 μF ,开关频率 50 kHz。由于电压外环速度慢内环速度快,因而设计外环时可忽略电流内环作用。根据上述参数,采用遗传算法(种群 50、最大遗传 100 代、交叉概率 0.6)对电压环控制器参数进行优化设计,得到电压环 FPID 控制器参数为 $K_p = 0.0625$ 、 $K_i = 231$ 、 $K_d = 0.8753$ 、 $\gamma = 0.75$ 、 $\mu = 0.25$ 。图 7 为经 FPID 控制器校正后电压环伯德图,从结果可以看出,校正后穿越频率为 20Hz,相位裕度为 55° 。

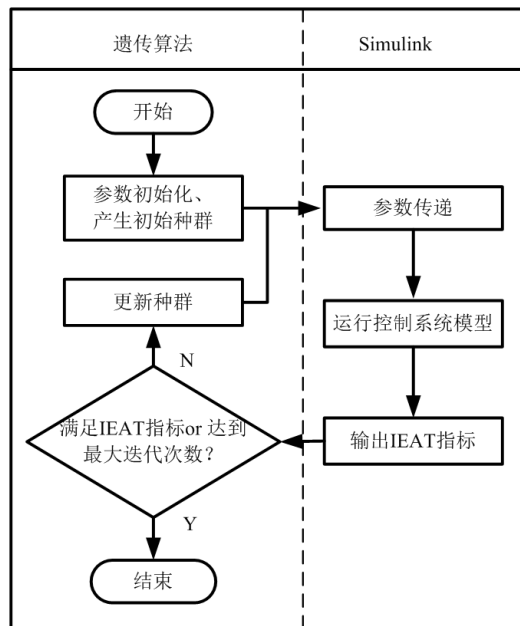


Figure 6. Parameter calibration process of GA algorithm
图 6. 遗传算法参数校正流程

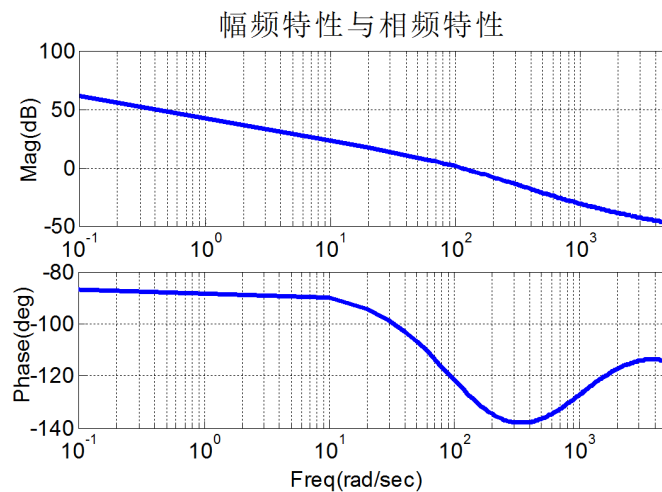


Figure 7. Bode graph of voltage loop corrected by FPID controller
图 7. FPID 校正后电压环伯德图

采用同样算法得到优化的 PID 控制参数，不同控制器单位阶跃响应对比如图 8 所示。由仿真结果可以看出，采用 FPID 控制时，系统动态响应时间(以稳态 95%为标准)由约 0.0055 s 提高到约 0.0044 s，速度提高约 20%；超调量由 0.33 减小至 0.27，减小约 20%。

根据上述参数对 VIENNA 系统进行仿真，得到负载突变时输出动态响应如图 9 所示。从结果可以明显看出由 FPID 控制的系统在负载突变时电压波动更小，恢复速度更快。负载突变时 FPID 控制的 VIENNA 系统电流波形如图 10 所示，图 11 为电流 THD 分析，可以看出满载时 THD 为 2.99%，满足电网谐波标准。

4.2. 基于 FPID 控制的 VIENNA 整流器实验

按照上述参数，研制 2 kW 的实验平台，如图 12 所示，其中控制器采用 TMS320F28335。稳态时其输

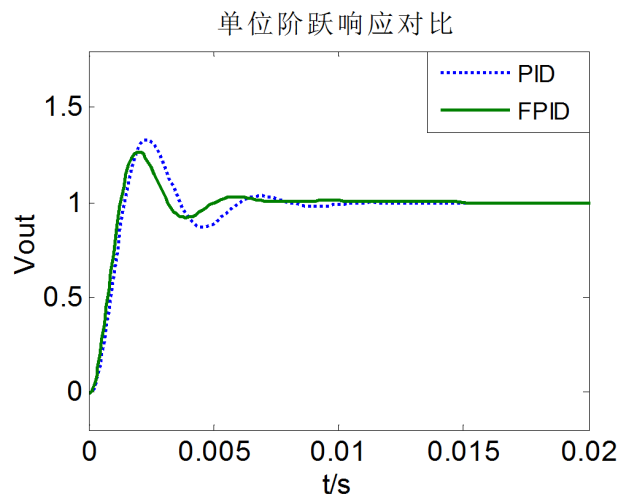


Figure 8. The comparison of step responses

图 8. 单位阶跃响应对比

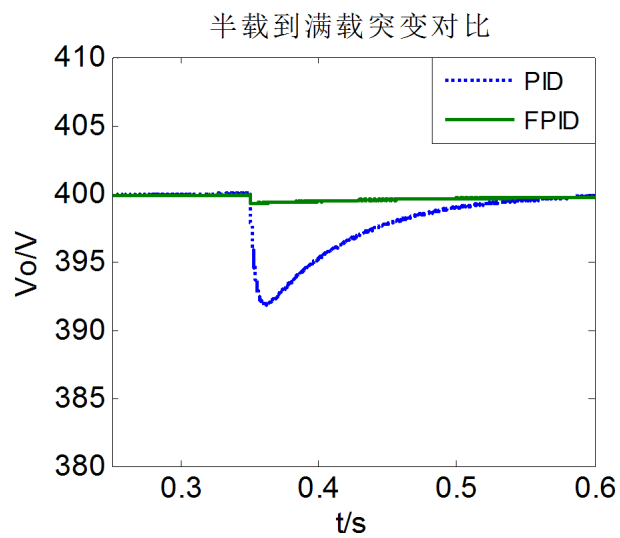


Figure 9. The comparison from half load to full load

图 9. 半载到满载突变对比

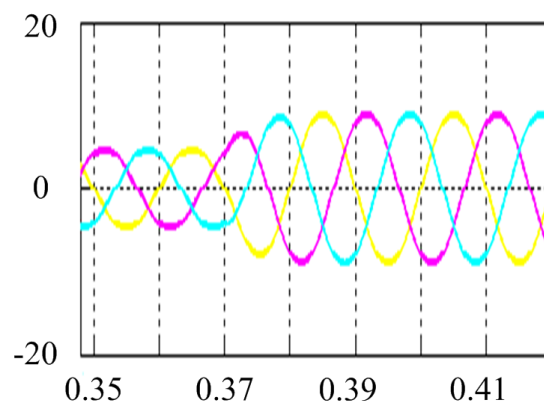


Figure 10. Current wave of Simulink model

图 10. 仿真电流波形

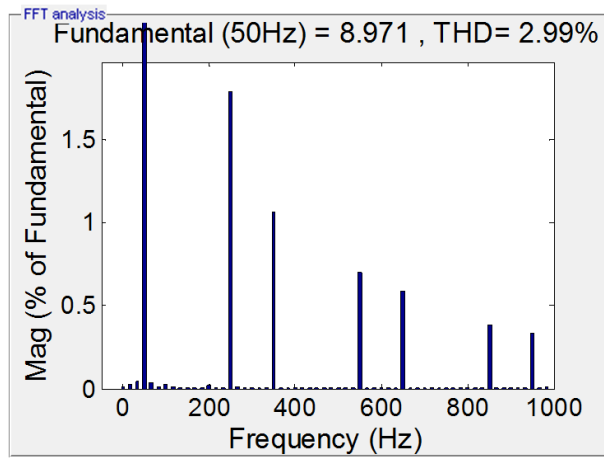


Figure 11. THD analysis of current
图 11. 电流 THD 分析

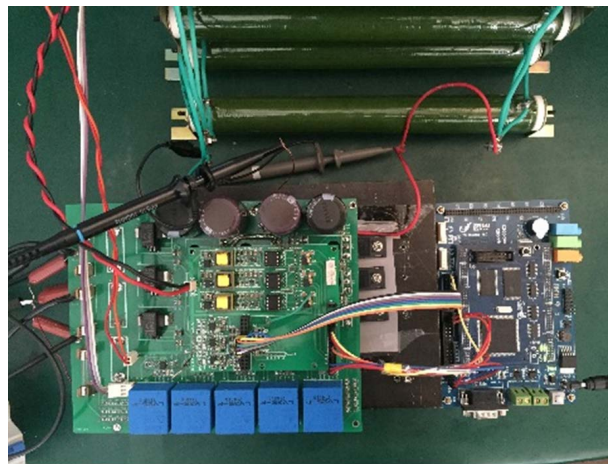


Figure 12. Experimental platform of VIENNA system
图 12. VIENNA 实验平台

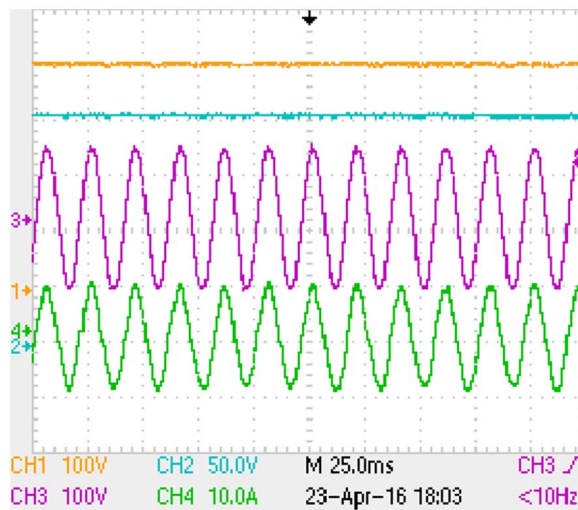


Figure 13. System result
图 13. 实验结果

出电压、输入电流波形如图 13 所示,其中通道一为直流输出总电压 407 V,通道二为下侧电容电压 205 V,通道三为输入交流相电压 105 V,通道四为对应输入相电流 6.3 A。可以看出输入相电流能够按正弦规律跟踪输入相电压,其 THD (约为 5%)满足电网谐波标准,同时上下电容电压差约 3 V,具有中点电位平衡能力,从而验证了采用 FPID 控制 VIENNA 整流器方案的可行性。

5. 结论

本文基于 VIENNA 整流器,对 FPID 控制策略进行研究,将 FPID 控制引入到 PWM 整流中。仿真结果表明 FPID 控制的 VIENNA 整流系统动态响应性能提高约 20%;实验表明将 FPID 控制应用于整流器中并采用优化算法对控制器参数进行优化设计是可行的。

参考文献 (References)

- [1] 张东升. 高功率因数 VEINNA 整流器控制策略的研究[D]: [博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [2] Fridli, T., Hartmann, M. and Kolar, J.W. (2014) The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part II. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **29**, 543-560. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2013.2258472>
- [3] Kolar, J.W. and Zach, F.C. (1997) A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **44**, 456-466. <http://dx.doi.org/10.1109/41.605619>
- [4] Burgos, R., Lai, R.X. and Pei, Y.Q. (2008) Space Vector Modulator for Vienna-Type Rectifiers Based on Equivalence between Two- and Three-Level Converters: A Carrier-Based Implementation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **23**, 1888-1896.
- [5] Lai, R.X., Wang, F. and Burgos, R. (2009) Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **24**, 2509-2522. <http://dx.doi.org/10.1109/tpe.2009.2032262>
- [6] Qiqo, C.M. and Smedley, K.M. (2003) Three-Phase Unity-Power-Factor Star-Connected Switch (VIENNA) Rectifier with Unified Constant-Frequency Integration Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**, 952-957. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2003.813759>
- [7] 韦徽, 陈新, 樊轶, 龚春英. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 29-36.
- [8] Hassan, M.K., Azubir, N.A.M., Nizam, H.M.I., Toha, S.F. and Ibrahim, B.S.K.K. (2012) Optimal Design of Electric Power Assisted Steering System (EPAS) Using GA-PID Method. *Procedia Engineering*, **41**, 614-621. <http://dx.doi.org/10.1016/j.proeng.2012.07.220>
- [9] 严刚, 姚文熙, 李宾, 杭丽君, 吕征宇. 混合导通模式三相三电平 VIENNA 整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 87-93.

再次投稿您将享受以下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>