

文章编号: 1006-4710(2015)02-0150-05

# 基于模糊开关表的整流器瞬时功率控制策略

黄晶晶<sup>1</sup>, 张爱民<sup>2</sup>, 同向前<sup>1</sup>, 王倩<sup>1</sup>

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048;

2. 西安交通大学 电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049)

**摘要:** 为了使三相电压型整流器取得较高的波形质量和优越的抗扰动能力, 提出一种基于模糊开关表的瞬时功率控制策略。采用基于模糊控制的开关状态选择方法, 根据模糊控制器输出, 利用所设计的开关状态控制器, 在固定时间间隔内直接给出各开关状态。仿真和实验结果表明, 与传统瞬时功率控制策略相比, 本文所提策略在稳态时能有效提高系统的瞬时功率和电流波形质量; 当直流侧负载突变时, 也能使系统获得更快的响应速度, 进一步验证了所提策略的可行性及优越性。

**关键词:** 整流器; 瞬时功率控制; 模糊控制; 谐波总畸变率; 开关状态

中图分类号: TM461

文献标志码: A

## Fuzzy switching table based instantaneous power control for rectifiers

HUANG Jingjing<sup>1</sup>, ZHANG Aimin<sup>2</sup>, TONG Xiangqian<sup>1</sup>, WANG Qian<sup>1</sup>

(1. Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

2. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** A fuzzy switching table based instantaneous power control method is proposed for the rectifier to improve the waveform quality and the disturbance rejection ability. The fuzzy-based switching states selection method is employed. It determines the switching state in the fixed time interval according to the fuzzy controller output and the switching states controller. The simulation and experiment results show that, compared with the classical instantaneous power control method, the proposed method can effectively improve the instantaneous power and current quality, and ensure the faster transient response speed when the DC side load changes suddenly. This further confirms the feasibility and superiority of the proposed method.

**Key words:** rectifier; instantaneous power control; fuzzy control; total harmonic distortion; switching states

随着对电力系统中所存在的无功功率补偿、谐波抑制、负载对电网的冲击抑制等问题的深入研究, 使得三相电压型整流器(VSR)得到了广泛应用<sup>[1-3]</sup>。VSR 的控制系统通常采用双闭环结构, 若外环以直流侧电压作为控制变量, 内环以 VSR 与电网所交换的瞬时功率为控制变量, 这种控制方式为直接功率控制(DPC)<sup>[4-6]</sup>。由于内环的功率变量可以当作直流流量进行控制, 提高了系统分析和实现的灵活性, 逐渐成为国内外学者的研究热点<sup>[7-8]</sup>。

DPC 是根据瞬时功率理论得到的一种 VSR 控制方法<sup>[9]</sup>。传统 DPC 系统的性能主要取决于功率环中开关表的设计<sup>[10-11]</sup>。目前, 文献[12]针对传统 DPC

系统中开关表所存在的无功功率调节不稳定等问题, 优化了系统开关表。但滞环比较器的存在, 致使系统开关频率不固定, 这将不利于交流侧滤波器设计, 使得电路设计更加复杂。为了保证开关频率在任何工况下都不超过主电路所能承受的最大值, 滞环比较器的环宽需要设置的非常谨慎、合理。为此, 文献[13]将 DPC 和空间矢量调制(SVM)的思想相结合, 以获得固定的开关频率, 但这样增加了控制系统复杂度, 降低了系统的响应速度。

针对传统 DPC 系统在整流器应用中所存在的以上问题, 本文提出一种基于模糊开关表的瞬时功率控制(FDPC)策略。开关状态的设计需要使整个

收稿日期: 2014-09-10

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(51177126); 陕西省重点学科建设资助项目(5X1301); 西安理工大学教师科研启动经费资助项目(103-400211420)。

**作者简介:** 黄晶晶, 女, 博士, 讲师, 主要研究方向为电力电子及其智能控制技术。E-mail: hjj7759@163.com。

系统既具有快速性又能有效提升系统控制精度。所采用的方法是在固定的时间间隔内,判断系统状态,利用模糊控制器完成开关状态选择。最后,通过仿真和实验验证 FDPC 的有效性,并通过与传统 DPC 系统的稳态波形和负载扰动波形的对比,进一步说明 FDPC 的优越性。

## 1 传统 DPC 系统

VSR 主电路如图 1 所示,图中:  $e_k$  为交流侧电源相电压;  $u_k$  为 VSR 交流侧输入相电压;  $i_k$  为 VSR 交流侧输入相电流;  $S_k$  为 VSR 开关函数,暂不考虑开关损耗和开关死区影响,  $S_k = 1(\overline{S}_k = 1 - S_k)$  表示开关管上桥臂导通,下桥臂关断,  $S_k = 0(\overline{S}_k = 1 - S_k)$  表示开关管上桥臂关断,下桥臂导通,其中下标  $k = a, b, c$  分别对应于 VSC 主电路的三相;  $L_s$  为交流侧滤波电感;  $R_s$  为线路等效电阻;  $C$  为直流侧电容;  $R_L$  为直流侧负载;  $U_{dc}$  为直流母线电压;  $i_L$  为直流负载侧电流。

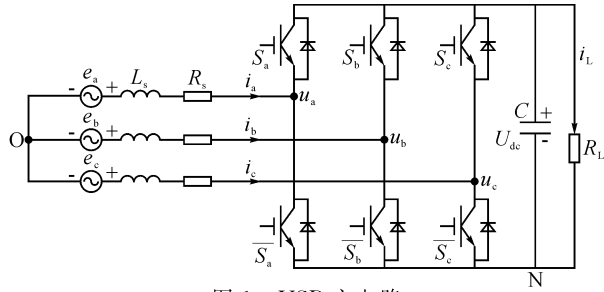


图 1 VSR 主电路

Fig. 1 Main circuit of VSR

对图 1 所示主电路的交流侧采用基尔霍夫定律 (KVL),可以得到其在静止坐标系下的方程:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_k}{dt} = e_k - R_s i_k - u_k \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_L \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_k = S_k U_{dc} + u_{NO}$ , ( $k = a, b, c$ );  $u_{NO}$  为下桥臂节点 N 与电源中性点 O 之间的电压。

对于三相对称系统有:  $u_a + u_b + u_c = 0$ , 于是可以得到:

$$u_{NO} = -\frac{U_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c)$$

经等功率变换后, VSR 在两相同步旋转坐标系中的数学模型为:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{d0}}{dt} = e_{d0} - R_s i_{d0} + \omega L_s i_{q0} - u_{d0} \\ L_s \frac{di_{q0}}{dt} = e_{q0} - R_s i_{q0} - \omega L_s i_{d0} - u_{q0} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_{d0} i_{d0} + S_{q0} i_{q0} - i_L \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $u_{d0} = S_{d0} U_{dc}$ ;  $u_{q0} = S_{q0} U_{dc}$ ;  $S_{d0}$ 、 $S_{q0}$  分别为  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  在两相同步旋转坐标轴上的分量。由式

(2) 可见,对开关状态进行控制,就可以实现对  $i_{d0}$ 、 $i_{q0}$  的调节。

由瞬时功率理论可以得到从电网吸收的瞬时有功功率  $p$  和无功功率  $q$  分别为:

$$\begin{cases} p = \sqrt{3/2} U_m i_{d0} \\ q = -\sqrt{3/2} U_m i_{q0} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $U_m$  为电源相电压峰值。由式(3)可见,  $i_{d0}$  与有功功率  $p$  成正比,  $i_{q0}$  与无功功率  $q$  成反比。综上所述,通过控制开关状态就可以实现对有功功率  $p$  和无功功率  $q$  的控制。

传统 DPC 系统如图 2 所示。根据瞬时功率理论可以计算得出从电网吸收的瞬时功率  $p$  和  $q$ 。电压外环中,直流侧电压检测值  $U_{dc}$  与期望值  $U_{dc}^*$  的差值通过 PI 调节器输出有功电流信号  $I_{dc}$ , 该有功电流信号  $I_{dc}$  与  $U_{dc}$  的乘积即为有功功率期望值  $p^*$ 。为实现系统单位功率因数运行,要求无功功率期望值  $q^*$  为零。功率内环控制器通常采用两个滞环比较器,根据电源电压矢量所在扇区  $\theta_i$ , 从预先设置好的开关表中选择下一时刻的开关状态,实现对瞬时功率  $p$  和  $q$  的闭环控制。传统开关表构成可参考文献[9]~[11]。此处定义开关矢量  $\mathbf{V}_x$  为开关组合  $(S_a, S_b, S_c)$  的函数,例如  $(S_a, S_b, S_c)$  为  $(000)$  时,开关状态  $S_a = 0$ 、 $S_b = 0$ 、 $S_c = 0$ ,其他情况以此类推。由于每个开关各有两种状态(1 或者 0),所以对对应 8 个开关矢量,包括 2 个零开关矢量  $\mathbf{V}_0$  和  $\mathbf{V}_7$ , 6 个非零开关矢量  $\mathbf{V}_1 \sim \mathbf{V}_6$ 。

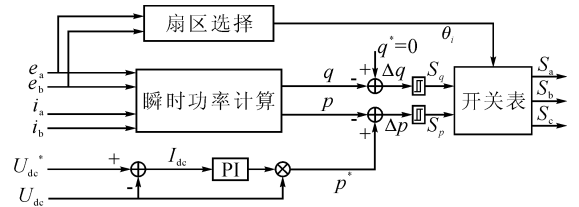


图 2 传统 DPC 控制系统

Fig. 2 Classical DPC control system

## 2 基于模糊开关表的 DPC 控制(FDPC)

本文所提出的 FDPC 控制系统如图 3 所示。与传统 DPC 系统的主要区别在于功率内环设计,将瞬时功率偏差  $\Delta p$ 、 $\Delta q$  和电源电压矢量所在扇区  $\theta_i$  送入基于模糊方法的开关状态控制器中,直接获得三相开关状态。

### 2.1 设计原则

VSR 的控制目标是:①实现 VSR 网侧电流正弦化以及系统单位功率因数控制;②实现对 VSR 直流侧输出电压的控制。其中 VSR 系统的单位功率因数可通过对无功功率  $q$  的控制来实现。

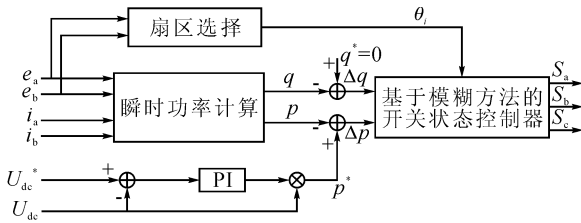


图3 FDPC控制系统  
Fig.3 FDPC control system

由式(2)和(3)可以得到：

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{1.5U_m^2}{L_s} - \frac{R_s p}{L_s} - \omega q - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_m u_{d0}}{L_s} \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{R_s q}{L_s} + \omega p + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_m u_{q0}}{L_s} \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{CU_{dc}U_m} (u_{d0} p - u_{q0} q) - \frac{i_L}{C} \end{cases} \quad (4)$$

定义：

$$\begin{cases} \Delta p = p^* - p \\ \Delta q = q^* - q \end{cases} \quad (5)$$

为了将瞬时功率偏差控制到零，需要满足：

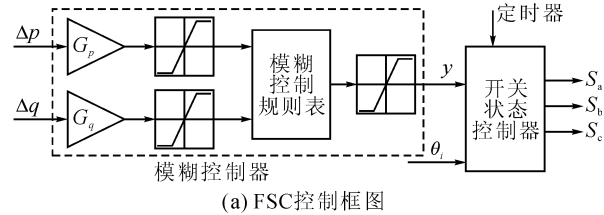
$$\begin{cases} \Delta p \frac{d\Delta p}{dt} < 0 \\ \Delta q \frac{d\Delta q}{dt} < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中， $d\Delta p/dt$  和  $d\Delta q/dt$  分别表示瞬时有功功率和瞬时无功功率的偏差变化率。由式(4)可知，通过控制  $u_{d0}$ 、 $u_{q0}$  就可以实现对瞬时功率的调节，而  $u_{d0}$ 、 $u_{q0}$  的大小又由开关矢量  $\mathbf{V}_x$  决定，因此，为实现功率跟踪控制，必须选择一个合适的开关矢量  $\mathbf{V}_x$ ，使式(6)成立。即当瞬时功率偏差  $|\Delta p|$ 、 $|\Delta q|$  较大时，需加大  $\mathbf{V}_x$  的作用强度，以快速降低系统偏差；当  $|\Delta p|$ 、 $|\Delta q|$  较小时，需适当减小  $\mathbf{V}_x$  的作用强度，防止系统以过快的速度穿越稳态运行点，造成系统振荡。当开关频率足够高时，瞬时功率偏差就被限制在足够小的范围内，实现功率的跟踪控制。这就是FDPC的基本设计原则。

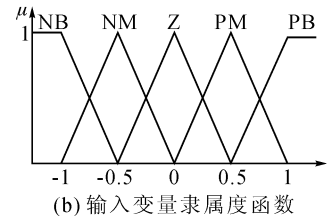
### 2.2 基于模糊方法的开关状态控制器

基于模糊方法的开关状态控制器(FSC)如图4(a)所示：由两输入单输出的模糊控制器和开关状态控制器组成。模糊控制器输入变量的论域均为  $\{-1, -0.5, 0, 0.5, 1\}$ ，对应的模糊语言变量均为  $\{NB, NM, Z, PM, PB\}$ ；输出  $y$  论域为  $\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ ，对应的模糊语言变量为  $\{NNB, NPB, NNZ, NPZ, NM, NS, ZE, PS, PM, PNZ, PPZ, PNB, PPB\}$ 。输入输出变量的隶属度函数分别如图4(b)和(c)所示，其中  $\mu$  为隶属度。模糊推理合成规则遵循 max-min 规则，输出采用 centroid(重心)法去模糊化<sup>[14]</sup>。为保证系统运行的动

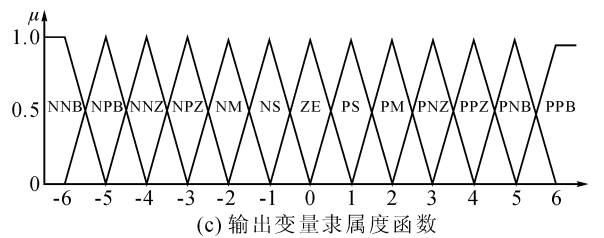
态、静态特性，根据系统的运行状态，分别通过  $G_p$ 、 $G_q$  将  $\Delta p$ 、 $\Delta q$  量化后，送到模糊控制规则表(表1)，去模糊化之后输出信息  $y$ 。然后开关状态控制器根据模糊控制器的输出  $y$  和电源电压矢量位置  $\theta_i$ ，确定能够满足式(6)的最佳开关状态，以控制系统瞬时功率。为了限制系统的开关频率，本文引入了定时器，在固定时间间隔内发出开关状态，这样也有利于交流侧滤波电感设计。



(a) FSC控制框图



(b) 输入变量隶属度函数



(c) 输出变量隶属度函数

图4 FSC控制器设计

Fig.4 FSC controller design

表1 模糊控制规则表

Tab.1 Fuzzy control rule table

| $\Delta q$ | 对应各 $\Delta p$ 的 $y$ 值 |     |    |     |     |
|------------|------------------------|-----|----|-----|-----|
|            | NB                     | NM  | Z  | PM  | PB  |
| NB         | NNB                    | NS  | NS | NS  | PNB |
| NM         | NM                     | NNZ | ZE | PNZ | PM  |
| Z          | NM                     | ZE  | ZE | ZE  | PM  |
| PM         | NM                     | NPZ | ZE | PPZ | PM  |
| PB         | NPB                    | PS  | PS | PS  | PPB |

若模糊控制器输出变量为PPB，即  $\Delta p$ 、 $\Delta q$  均大于零，且值很大，为满足式(6)，需使  $d\Delta p/dt < 0$  和  $d\Delta q/dt < 0$  同时成立。由于：

$$\begin{cases} \frac{d\Delta p}{dt} = \frac{d(p^* - p)}{dt} = -\frac{dp}{dt} \\ \frac{d\Delta q}{dt} = \frac{d(q^* - q)}{dt} = -\frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

忽略电阻  $R_s$ ，假设已经得知电源电压矢量的扇区值为  $\theta_i \in (2k\pi, 2k\pi + 30^\circ]$  <sup>[4]</sup>，根据式(4)和(7)，可以得知满足  $d\Delta p/dt < 0$  要求的开关矢量  $\mathbf{V}_x$  为

$V_0(V_7)$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ 、 $V_5$ ,按控制作用大小排序如下:

$$\left| \frac{d\Delta p}{dt} \right|_{V_0} < \left| \frac{d\Delta p}{dt} \right|_{V_3} < \left| \frac{d\Delta p}{dt} \right|_{V_5} < \left| \frac{d\Delta p}{dt} \right|_{V_4}$$

满足  $d\Delta q/dt < 0$  要求的开关矢量  $V_x$  为:  $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ ,按控制作用大小排序如下:

$$\left| \frac{d\Delta q}{dt} \right|_{V_4} < \left| \frac{d\Delta q}{dt} \right|_{V_2} < \left| \frac{d\Delta q}{dt} \right|_{V_3}$$

综上,可以确定同时具有减小有功功率偏差和无功功率偏差能力( $d\Delta p/dt < 0, d\Delta q/dt < 0$ )的最佳开关矢量为  $V_3(0\ 1\ 0)$ ,即开关状态为  $S_a = 0$ 、 $S_b = 1$ 、 $S_c = 0$ 。其他情况以此类推。

### 3 仿真和实验验证

#### 3.1 仿真验证

在 Matlab/simulink 环境下分别建立采用传统 DPC(图 2)和本文提出的 FDPC(图 3)控制系统的 VSR 仿真模型,仿真模型参数分别为:电源相电压峰值  $U_m = 150\text{ V}$ ,线路等效电阻  $R_s = 0.3\ \Omega$ ,电感  $L_s = 2\text{ mH}$ ,直流侧电容  $C = 2\ 400\ \mu\text{F}$ 。

图 5 为稳态时传统 DPC 和所提 FDPC 系统的功率波形。传统 DPC 控制中,有功功率的波动范围为  $4\ 100 \sim 4\ 750\text{ W}$ ;无功功率  $q$  的波动范围为  $-400 \sim 650\text{ var}$ 。采用所提 FDPC 得到的有功功率  $p$  被限制在  $4\ 250 \sim 4\ 500\text{ W}$  之间,有功功率的控制精度提高了  $61.5\%$ ;无功功率  $q$  被限制在  $-200 \sim 200\text{ var}$  之间,无功功率的控制精度提高了  $61.9\%$ 。通过两种控制方法下的功率波形对比,可以看出,采用 FDPC 控制的 VSR 系统在稳态时具有更为优秀的瞬时功率调节能力,且其稳态时的无功调节能力是对称的。

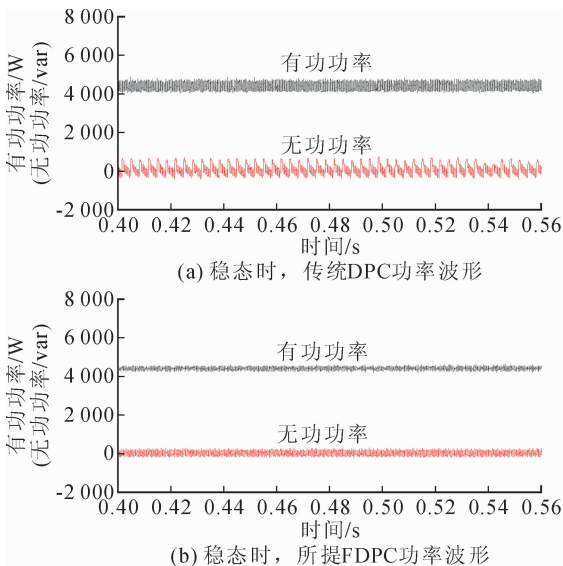
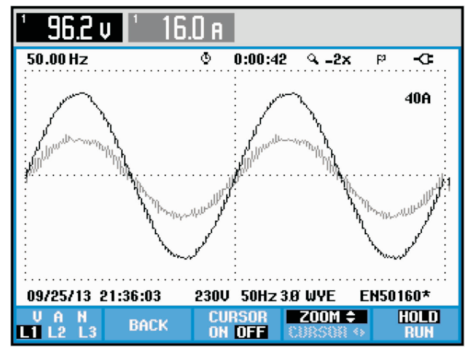


图 5 稳态时仿真波形

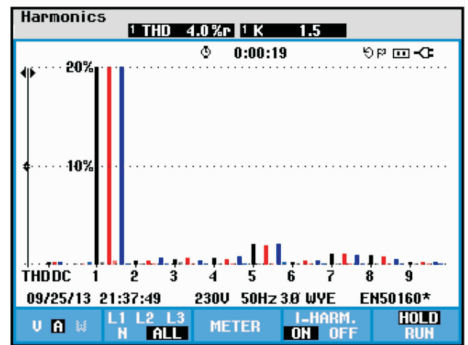
Fig. 5 Simulation waveforms under the steady state

#### 3.2 实验验证

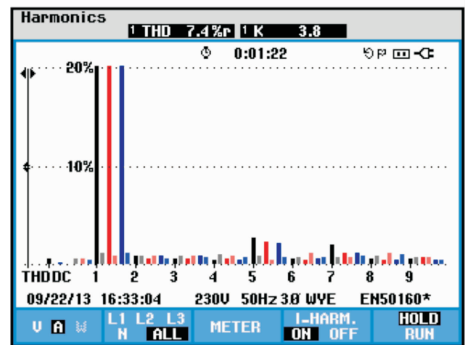
为了进一步对比两种 DPC 系统的控制效果,搭建 VSR 系统的实验模型,系统参数与仿真参数保持一致,定时器频率选择  $9\text{ kHz}$ 。图 6 给出了稳态时的实验结果。图 6(a)为稳态时 FDPC 控制下的电压电流波形,此时电压电流相位保持一致,因此 FDPC 可以很好地实现系统单位功率因数运行的目的,即无功功率被控制在零值上下。图 6(b)和(c)对比了两种 DPC 控制下的交流侧电流谐波总畸变率(THD),采用所提 FDPC 控制的交流侧电流 THD 仅为  $4.0\%$ ,较传统控制下的  $7.4\%$  而言降低了近  $46\%$ 。明显地,采用 FDPC 时获得的电流波形质量更为优越。



(a) 稳态时, FDPC控制下电压电流波形



(b) 稳态时, FDPC控制下交流侧电流THD



(c) 稳态时, 传统DPC控制下交流侧电流THD

图 6 稳态时实验波形

Fig. 6 Experiment waveforms under the steady state

为了验证 FDPC 策略的暂态性能,在系统运行过

程中,将直流侧负载从  $16\ \Omega$  瞬间切换到  $32\ \Omega$ ,采用传统 DPC 和所提 FDPC 得到直流侧电压的暂态响应波形如图 7 所示。传统 DPC 控制下系统需要 20 ms 左右的时间恢复到稳态;而采用 FDPC 系统仅需 15 ms 左右的时间就可以恢复到稳态,暂态时间减少了 25%。因此,FDPC 具有更出色的暂态性能。

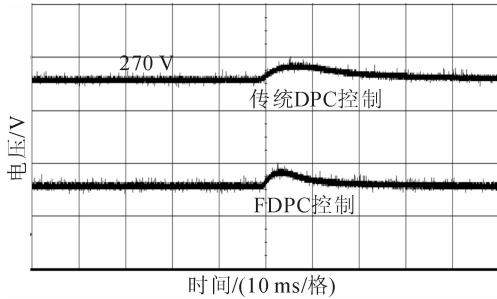


图7 负载从  $16\ \Omega$  瞬间切换到  $32\ \Omega$  时,直流侧电压波形  
Fig.7 DC voltage waveform when the load changes from  $16\ \Omega$  to  $32\ \Omega$  suddenly

## 4 结 语

本文针对 VSR 采用传统 DPC 方法存在的无功功率调节能力差、系统开关频率不固定等问题,引入了一种 FDPC 方法。该方法对被控对象的数学模型要求不高,由于利用定时器在固定时间间隔内选取开关状态,所以开关频率固定,便于系统参数设计。综合文中的仿真和实验结果可以看出,与传统 DPC 相比,所提 FDPC 在控制精度、响应速度等方面都有一定优势,为进一步的工程应用提供参考。

### 参考文献:

- [1] Tang Y, Loh P C, Wang P, et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1443-1452.
- [2] Rahmani S, Mendalek N, Al-Haddad K. Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3364-3375.
- [3] Hagiwara M, Maeda R, Akagi H. Negative-sequence reactive-power control by a PWM STATCOM based on a modular multilevel cascade converter (MMCC-SD-BC)[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(2): 720-729.
- [4] 黄晶晶, 张爱民, 陈晓菊, 等. 三相电压型 PWM 整流器双开关表直接功率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 128-133.  
Huang Jingjing, Zhang Aimin, Chen Xiaojun, et al. A double switching table based direct power control strategy for three-phase voltage source PWM rectifiers [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(8): 128-133.
- [5] Sato A, Noguchi T. Voltage-source PWM rectifier-inverter based on direct power control and its operation characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1559-1567.
- [6] Restrepo J A, Aller J M, Bueno A, et al. Direct power control of a dual converter operating as a synchronous rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1410-1417.
- [7] Monteiro J, Silva J F, Pinto S F, et al. Matrix converter-based unified power-flow controllers: Advanced direct power control method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 420-430.
- [8] Huang J, Zhang A, Zhang H, et al. Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(3): 1174-1180.
- [9] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(3): 625-630.
- [10] 尚磊, 孙丹, 胡家兵, 等. 三相电压型并网逆变器滑模变结构直接功率控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(14): 79-83.  
Shang Lei, Sun Dan, Hu Jiabing, et al. Sliding mode variable structure based direct power control of three-phase grid-connected voltage source inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(14): 79-83.
- [11] 杨兴武, 姜建国. 电压型 PWM 整流器预测直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 34-39.  
Yang Xingwu, Jiang Jianguo. Predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 34-39.
- [12] 郭文勇, 赵彩宏, 张志丰, 等. 电压型超导储能系统的统一直接功率控制方法[J]. 电网技术, 2007, 31(9): 58-63.  
Guo Wenyong, Zhao Caihong, Zhang Zhifeng, et al. A unified direct power control method for voltage type superconducting magnetic energy storage system[J]. Power System Technology, 2007, 31(9): 58-63.
- [13] Bouafia A, Gaubert J P, Krim F. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [14] 易继德, 侯媛彬. 智能控制技术[M]. 北京: 北京工业出版社, 2002.