

王中杰,陶文彪,王帅,等.单相低纹波 PWM 整流器的直接功率控制[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2021,36(2): 60-66.doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2021.02.009

WANG Z J, TAO W B, WANG S, et al. Direct Power Control for a Single-Phase Low-Ripple PWM Rectifier [J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2021, 36(2): 60-66. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2021.02.009

单相低纹波 PWM 整流器的直接功率控制

王中杰^{1*}, 陶文彪², 王帅², 原辉², 王亮², 俞华²

(1. 国网山西省电力公司, 山西 太原 030021; 2. 国网山西省电力公司电力科学研究院, 山西 太原 030001)

摘要:传统的单相 PWM 整流器工作时,其直流母线电压存在较大的波动,通常需要在直流侧并联容值较大的电解电容.为了解决这一问题,采用在传统整流器直流侧并联有源辅助回路来构成单相低纹波 PWM 整流器以减少直流母线电压的波动.为了能在整个低纹波 PWM 整流器中实现直接功率控制,通过求解一个能体现有功无功跟踪能力的指标函数来实现整流回路的直接功率控制,推导辅助回路输出电流与整流回路输入功率的关系,以此来对辅助回路的直接功率控制.仿真结果表明:采用提出的直接功率控制策略,不仅能够极大地降低整流器直流母线纹波电压、确保整流器的单位功率因数运行,还能在辅助回路的作用下减少直流母线电压的稳定时间.

关键词:单相 PWM 整流器;有源辅助回路;低纹波;直接功率控制

中图分类号: TM461 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-9102(2021)02-0060-07

Direct Power Control for a Single-Phase Low-Ripple PWM Rectifier

WANG Zhongjie¹, TAO Wenbiao², WANG Shuai², YUAN Hui², WANG Liang², YU Hua²

(1. State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan 030021, China;

2. State Grid Shanxi Electric Power Research Institute, Taiyuan 030001, China)

Abstract: There is inevitable DC voltage fluctuate in the DC side of conventional single-phase PWM rectifiers. The commonly used technique to decrease the DC voltage fluctuate is to use a paralleling electrolytic capacitor with large capacity. In order to address the issue, a shunt active auxiliary circuit paralleled with the DC side of conventional single-phase PWM rectifiers was used to decrease the fluctuation of DC bus voltage. In order to realize direct power control in the low-ripple PWM rectifier, a direct power control strategy for the rectifier circuit was realized by solving an index function, which could reflect the ability of active and reactive power tracking. In addition, a direct power control for the auxiliary circuit was achieved by deducing the relationship between the output current of auxiliary circuit and the input power of rectifier circuit. The simulation results show that the proposed direct power control strategy can not only reduce the DC voltage fluctuate sharply and achieve a unit power factor, but also decrease the setting time of DC voltage.

Keywords: single-phase PWM rectifier; active auxiliary circuit; low-ripple; direct power control

收稿日期:2019-09-04

基金项目:国家电网有限公司总部科技项目资助(520530180015)

*通信作者, E-mail: dky_sx@163.com

随着电力电子技术的不断发展,单相 PWM (Pulse Width Modulation, PWM) 整流器因其功率因数较高、功率双向流动等优点,在站用直流电源系统、新能源发电、不间断电源、谐波治理、储能系统和轨道电气牵引系统等各个领域得到广泛应用^[1-3]. 不论常规的单相脉宽调制 PWM 整流器采用何种控制策略,整流器直流侧电压都会存在 2 倍电网频率的谐波分量,该谐波分量会严重影响与其相连的后级电路^[4-5]. 以站用直流电源系统为例,如果不能很好地抑制电压谐波分量,将会对站用直流电源系统中的充电回路输出电流精度造成较大影响,进而影响直流电源系统中蓄电池的寿命. 传统的解决方案是增加整流器直流侧电容容值,但这种方案会增加站用直流电源系统的成本、增大直流电源系统的体积^[6-7]. 此外,传统单相 PWM 整流器使用的电流控制策略需要使用比例积分 (Proportional Integral, PI) 控制器^[8] 对两路独立的通路进行协调控制,存在整流器控制系统结构复杂、控制器参数整定繁琐等不足. 为了解决上述问题,文中采用在传统整流器直流侧并联有源辅助回路来构成单相低纹波 PWM 整流器以减少直流母线电压的波动,并在这种 PWM 整流器中使用直接功率控制策略来提高整个系统的响应速度和简化控制参数设计^[9-11].

为了在这种单相低纹波 PWM 整流器整流回路和辅助回路实现直接功率控制策略,通过定义一个能体现有功无功跟踪能力的指标函数作为约束条件,在求解该指标函数最优解的基础上获得了整流回路直接功率控制的控制量,通过推导得出有源辅助回路输出电流与整流回路输入功率的关系,实现了辅助回路的直接功率控制.

1 单相低纹波 PWM 整流器结构

图 1 给出了基于有源辅助回路的单相低纹波 PWM 整流器结构图. 该整流器由整流回路和有源辅助回路 2 部分构成,其中整流回路由交流侧电感 L 、直流母线电容 C_d 、负载等效电阻 R_L 和功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 组成,用于确保该整流器运行于单位功率因数. 有源辅助回路由功率开关管 S_5 和 S_6 、电感 L_a 和电容 C_a 构成,辅助回路通过向直流母线注入双向电流来降低直流母线的纹波电压. 图 1 中, u_s 为交流侧电压, i_s 为交流侧电流, u_r 为单相逆变器输出电压, i_r 为辅助回路输出的补偿电流.

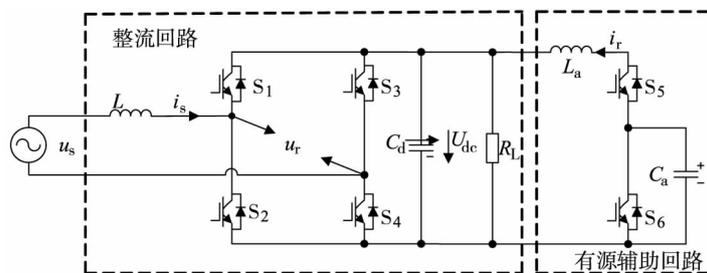


图 1 基于有源辅助回路的单相低纹波 PWM 整流器结构

2 整流回路的直接功率控制策略

在交流系统中,通过旋转坐标变换,可将电路中的交流基波分量转化为直流分量,极大地提高系统的性能. 因此,现阶段整流回路的控制一般都在旋转坐标系 (dq 坐标系) 下进行. 为了能在三相系统中广泛使用的旋转坐标系应用于单相系统中,必须先构造一个虚拟的两相静止坐标系 ($\alpha\beta$ 坐标系), 然后通过旋转变换将静止坐标系转换为适用于单相系统的旋转坐标系. 目前,已有多种构造虚拟的两相静止坐标系的方法,如 90° 延时法、Hilbert 变换法、全通滤波器法和二阶广义积分器 (SOGI) 法等. 在这些构造方法中, SOGI 法由于其优异的性能,在很多应用场合得到应用,因此,这里也采用 SOGI 法来构造与交流侧电压和电流相正交的虚拟矢量. SOGI 法在 s 域的表达式为

$$\begin{cases} x_\alpha(s) = \frac{\lambda\omega s}{s^2 + \lambda\omega s + \omega^2} x(s); \\ x_\beta(s) = \frac{\lambda\omega^2}{s^2 + \lambda\omega s + \omega^2} x(s). \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x_\alpha(s)$ 为构造后的 α 轴分量; λ 为阻尼系数; ω 为电网频率; $x(s)$ 为构造前的分量; $x_\beta(s)$ 为构造后的 β 轴分量.

由式(1)可得交流侧电压和电流在虚拟 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式分别为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_s = U_{sm} \cos \omega t; \\ u_{s\beta} = U_{sm} \sin \omega t. \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_s = I_{sm} \cos(\omega t - \varphi); \\ i_{s\beta} = I_{sm} \sin(\omega t - \varphi). \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{sm} 为交流侧电压的峰值; I_{sm} 为交流侧电流的峰值; φ 为交流侧电压和电流的相位差.

静态坐标系和旋转坐标系的转换矩阵 $C_{v/s}$ 为

$$C_{v/s} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

通过式(4)求得交流侧电压和电流的 d 轴分量和 q 轴分量后, 便可通过式(5)求得整流回路在旋转坐标系下的输入有功和无功.

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_d & u_q \\ u_q & -u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (5)$$

式中: P 为整流回路在旋转坐标系下输入的有功; Q 为整流回路在旋转坐标系下输入的无功; u_d 和 u_q 为交流侧电压的 d 轴分量和 q 轴分量; i_d 和 i_q 为交流侧电流的 d 轴分量和 q 轴分量.

当选择旋转变换的起始时刻为静止坐标系的 α 轴和旋转坐标系的 d 轴重合时刻, 则式(5)可简化为

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} U_{sm} & 0 \\ 0 & -U_{sm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (6)$$

由式(6)可得整流电路在相邻两个采样时刻的有功功率 $P(k)$ 和无功功率 $Q(k)$ 变化量为

$$\begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} U_{sm} & 0 \\ 0 & -U_{sm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

式中: $\Delta P(k)$ 为 k 时刻有功变化量; $\Delta Q(k)$ 为 k 时刻无功变化量.

又由基尔霍夫电压定理可得整流电路满足:

$$u_s = L \frac{di_s}{dt} + u_r. \quad (8)$$

将式(8)代入式(2)可得整流部分在旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -\omega Li_{sq} - u_{rd} + U_{sm} \\ \omega Li_{sd} - u_{rq} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

式中: i_{sd} , i_{sq} 分别为 i_s 在旋转坐标系下的 d 轴分量和 q 轴分量; u_{rd} 和 u_{rq} 为 u_r 在旋转坐标系下的 d 轴分量和 q 轴分量.

将式(9)离散化, 并整理可得

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) - i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) - i_{sq}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} -\omega Li_{sq}(k) - u_{rd}(k) + U_{sm} \\ \omega Li_{sd}(k) - u_{rq}(k) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式中: T_s 为控制系统的采样周期.

将式(7)代入式(10)可得

$$\begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s U_{sm}}{2L} \begin{bmatrix} -\omega Li_{sq}(k) - u_{rd}(k) + U_{sm} \\ -\omega Li_{sd}(k) + u_{rq}(k) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

从控制理论的观点出发, 控制的目的是使系统的输出快速地逼近输入. 根据这一原理, 整流回路的有

功和无功控制应该满足:

$$\begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\text{ref}}(k) - P(k) \\ Q_{\text{ref}}(k) - Q(k) \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

式中: P_{ref} 和 Q_{ref} 为整流器的有功给定值和无功给定值.

式(12)还可表述为

$$\begin{cases} J(k) = [P_{\text{ref}}(k) - P(k)]^2 + [Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)]^2; \\ \frac{\partial J(k)}{\partial u_{\text{rd}}(k)} = 0; \\ \frac{\partial J(k)}{\partial u_{\text{rq}}(k)} = 0. \end{cases} \quad (13)$$

式中: $J(k)$ 为当前时刻有功和无功给定值与有功和无功实际值的差的平方和.

综合式(11)和式(13)可得

$$\begin{cases} u_{\text{rd}}(k) = -\omega L i_{\text{sd}}(k) + U_{\text{sm}} - \frac{2L}{T_s U_{\text{sm}}} \Delta P(k); \\ u_{\text{rq}}(k) = -\omega L i_{\text{sq}}(k) + \frac{2L}{T_s U_{\text{sm}}} \Delta Q(k). \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(4)可得整流电路的控制量为

$$u_i(k) = u_{\text{rd}}(k) \cos \omega t + u_{\text{rq}}(k) \sin \omega t. \quad (15)$$

在求得控制量 $u_i(k)$ 后,就能使用包括载波调制在内的各种调制策略,形成功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 的驱动信号.

3 有源辅助回路直接功率控制策略

当整流回路正常工作时,整流回路的输入电流应该是一个与交流侧电压同相位的正弦波,按照式(2)和式(3)的定义,可得整流回路输入电压 u_s 和输入电流 i_s 的表达式为

$$\begin{cases} u_s = U_{\text{sm}} \cos \omega t; \\ i_s = I_{\text{sm}} \cos \omega t. \end{cases} \quad (16)$$

此时,整流回路输入的功率 p_{in} 和交流侧电感储存的能量 w_L 为

$$\begin{cases} p_{\text{in}} = (U_{\text{sm}} \cos \omega t)(I_{\text{sm}} \cos \omega t) = \frac{U_{\text{sm}} I_{\text{sm}}}{2} (1 + \cos 2\omega t); \\ w_L = \frac{L}{2} (I_{\text{sm}} \cos \omega t)^2. \end{cases} \quad (17)$$

对交流侧电感储存的能量求导可得电感的瞬时功率 p_L 为

$$p_L = \frac{-I_{\text{sm}}^2 L \omega \sin 2\omega t}{2}. \quad (18)$$

由整流电路交流侧和直流侧瞬时功率平衡可得

$$p_0 + p_{\text{rip}} = p_{\text{in}} - p_L. \quad (19)$$

式中: p_0 为整流电路直流侧功率; p_{rip} 为直流侧二次谐波功率.

将式(17)和式(18)代入式(19)得

$$\begin{cases} p_0 = \frac{U_{\text{sm}} I_{\text{sm}}}{2}; \\ p_{\text{rip}} = \frac{U_{\text{sm}} I_{\text{sm}}}{2} \cos 2\omega t + \frac{I_{\text{sm}}^2 L \omega \sin 2\omega t}{2}. \end{cases} \quad (20)$$

式(20)变形可得

$$p_{rip} = p_0 \sqrt{1 + \left(\frac{I_{sm}}{U_{sm}}\right)^2 \sin(2\omega t + \psi)}. \tag{21}$$

式中: $\psi = \arctan \frac{U_{sm}}{(2I_{sm})}$.

如从整流电路直流侧来定义直流侧二次谐波功率, p_{rip} 又可定义为

$$p_{rip} = i_{rip} u_{dc}. \tag{22}$$

式中: i_{rip} 为直流侧二次谐波电流; u_{dc} 为直流侧母线电压的直流分量.

结合式(21)和式(22)可得直流侧二次谐波电流的表达式为

$$i_{rip} = \frac{p_0 \sqrt{1 + \left(\frac{2I_{sm}}{U_{sm}}\right)^2 \sin(2\omega t + \psi)}}{u_{dc}}. \tag{23}$$

显然,如果辅助回路能向直流母线中注入一个大小相同方向相反的电流,则将显著地降低整流电路的整流母线电压波动.将式(23)离散化可得 k 时刻辅助回路的指令电流为

$$i_{rip}^*(k) = \frac{-p(k) \sqrt{1 + \left(\frac{2I_{sm}}{U_{sm}}\right)^2 \sin(2\omega t + \psi)}}{u_{dc}}. \tag{24}$$

待求得辅助回路的指令电流后,便可形成功率开关管 S_5 和 S_6 的驱动信号.

4 仿真结果分析

为了验证该控制策略的有效性,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了如图 2 所示的仿真模型.在图 2 中,PLL 为锁相环,用以求取交流侧电压的工作频率 ω 及相位 θ .

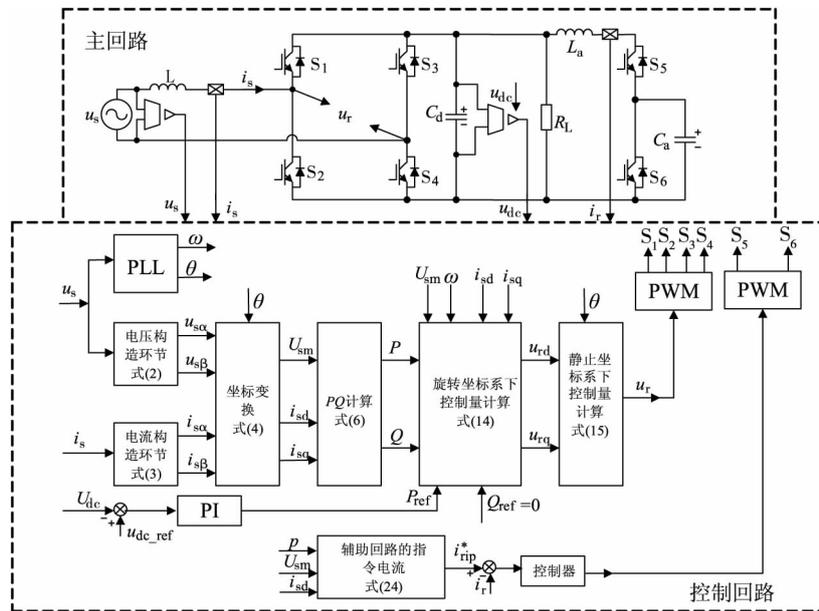


图 2 直接功率控制下电路仿真模型

在仿真模型中,电网电压 u_s 的有效值和工作频率分别为 220 V 和 50 Hz,交流侧电感 L 的数值为 7.5 mH,直流母线电容 C_d 的容值为 1 410 μ F,直流母线电压额定值 u_{dc_ref} 设定为 400 V,负载等效电阻 R_L 的值为 128 Ω ,整流回路工作频率为 10 kHz,辅助回路的电感 L_a 和电容 C_a 数值分别为 1 mH 和 100 μ F.

为保证整流回路的功率因数为 1,故将无功给定量 Q_{ref} 设定为 0.功率开关管 S_5 和 S_6 驱动信号的生成可使用载波比较和滞环比较等多种方式来完成.

4.1 稳态仿真结果

图 3 和图 4 分别给出了无辅助回路和有辅助回路条件下,交流侧电压和整流回路输出电流的稳态波

形及直流母线电压的稳态波形图.

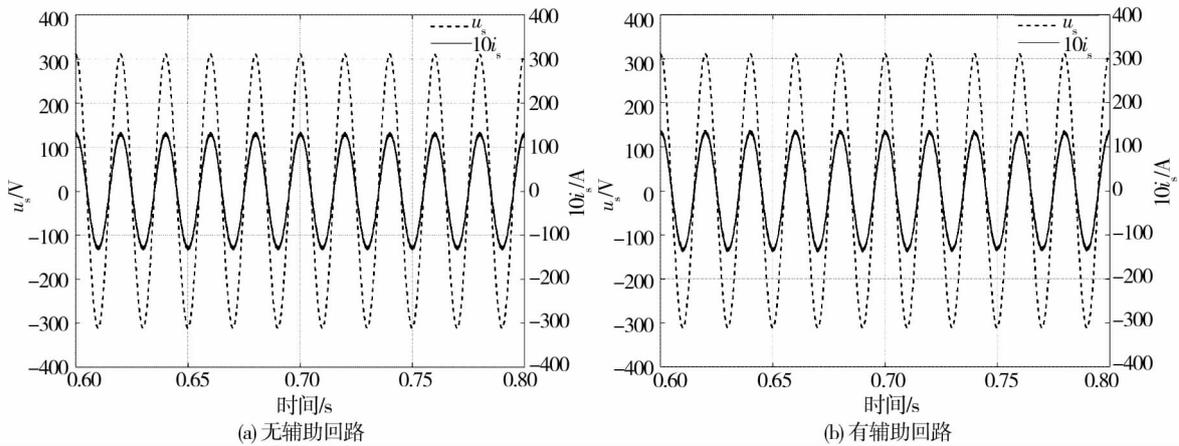


图 3 交流侧电压和整流回路稳态输出电流的稳态波形

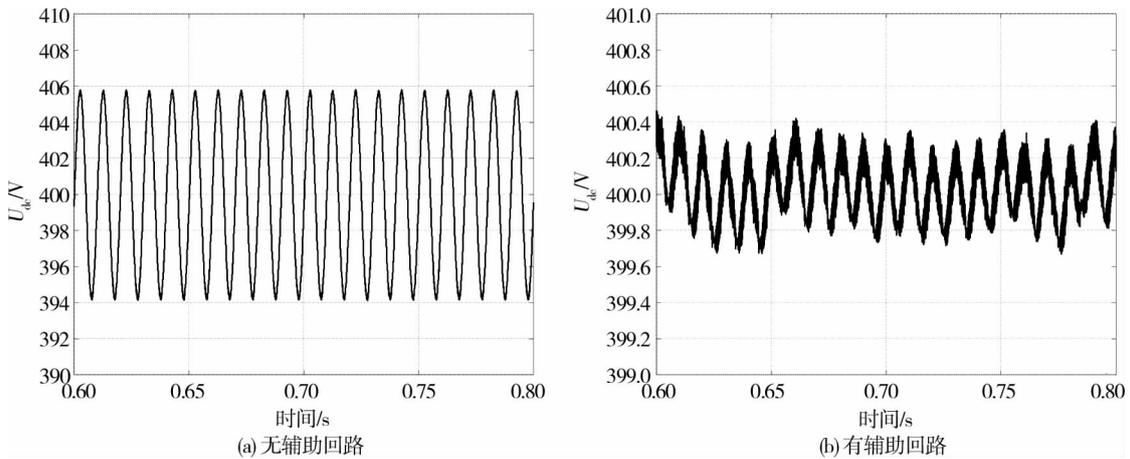


图 4 直流母线电压的稳态波形

由图 3 可以看出:在有辅助回路和无辅助回路的条件下,交流侧电压和整流回路输出电流的稳态波形是完全相同的,这表明在文中提出的直接功率控制策略的控制下,辅助回路是否投入对整流回路的正常工作无影响.由图 4 可以看出:在无辅助回路的条件下,整流回路直流母线电压的波动幅值接近 $\pm 10\text{ V}$,而在有辅助回路的条件下,整流回路直流电压的波动幅值大约为 $\pm 0.2\text{ V}$,这就表明辅助回路能在提出的直接功率控制策略下正常工作,并且能极大地抑制直流母线的波动.

4.2 动态仿真结果

为了验证辅助回路的动态特性,图 5 给出了负载发生阶跃变化时(100%~50%额定负载),直流母线电压的动态波形图.由图 5 可以看出:在无辅助回路的条件下,直流母线电压的稳定时间约为 0.08 s,而在有辅助回路的条件下,直流母线电压的稳定时间约为 0.06 s,这表明辅助回路能在一定程度上提高系统的响应速度,此外,在直流母线电压稳定的过程中,直流母线电压中的二次纹波含量也很低.

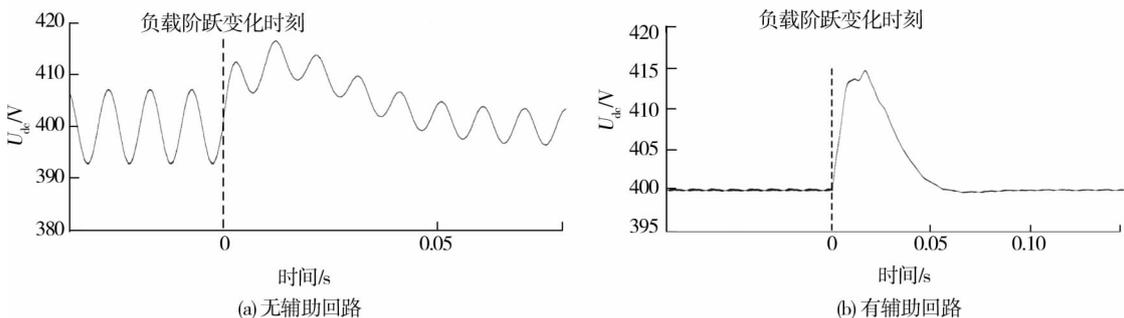


图 5 直流母线电压在负载突减时的波形

5 结论

1) 基于求解一个能体现有功无功跟踪能力的指标函数获得的整流回路直接功率控制策略,能够实现单相低纹波 PWM 整流器的整流回路的单位功率因数运行,后级的辅助回路是否投入对整流回路的正常工作无影响.

2) 推导得出有源辅助回路输出电流与整流回路输入功率的关系,获得的辅助回路直接功率控制策略能极大地抑制直流母线的波动.

3) 应用提出的直接功率控制策略,能在一定程度上提高系统的响应速度,且直流母线能以很低的二次纹波波动趋于稳定.

参考文献:

- [1] 汪雨,郭育华,樊家明.单相电压型 PWM 整流器的设计与研究[J].电力电子技术,2017,51(12):76-77.
- [2] 陈亦文,江加辉,邱琰辉,等.单相电流型 PWM 逆变技术综述[J].电源学报,2017,15(1):111-118.
- [3] Khajehoddin S A, Karimi-Ghartemani M, Bakhshai A, et al. A power control method with simple structure and fast dynamic response for single-phase grid-connected DG systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):221-233.
- [4] 周小杰,李敬兆.单相 PWM 整流器输出 2 次谐波电压抑制方法[J].电力电子技术,2018,52(4):17-19.
- [5] 杨俊伟,史旺旺,贾道杰.单相 PWM 整流器消除二倍频纹波的非线性控制策略[J].电气传动,2018,48(10):42-47.
- [6] Wang R, Wang F, Boroyevich D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage [J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2010, 26(5):1430-1443.
- [7] 朱晓荣,李和明,彭咏龙,等.基于反步法的电流型 PWM 整流器控制策略[J].电工技术学报,2007,22(2):78-83.
- [8] 赵巧红,熊弦,施星宇.改进型 PID 风电场功率控制系统的设计[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2015,30(3):83-87.
- [9] Song W, Deng Z, Wang S, et al. A simple model predictive power control strategy for single-phase PWM converters with modulation function optimization[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2015, 31(7):5279-5289.
- [10] 汪万伟,尹华杰,管霖.三相电压型 PWM 整流器滑模变结构直接功率控制[J].华南理工大学学报(自然科学版),2009,37(11):83-87.
- [11] 叶虹志,姜燕,黄守道,等.电压型 PWM 整流器无差拍预测直接功率控制[J].电工技术学报,2015,30(4):121-128.