

三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制研究

赵振民, 王铮

(黑龙江科技大学电气与信息工程学院, 黑龙江哈尔滨, 150022)

摘要: 传统三相 PWM 整流方式采用传统二极管或相控可控硅实现, 但这种整流方式电压利用率低、损耗大, 同时也会对电网引入大量谐波分量。因此建立三相电压型 PWM 整流器的数学模型, 利用 Park 变换将静止坐标系转换为同步旋转坐标系, 并对 d、q 轴分量进行电压前馈解耦, 对解耦后的电压电流分量采用双闭环的控制策略。同时推导和分析了工程化典型 II 型系统的电流内环 PI 参数设计, 研究结果表明: 采用典型 II 型系统设计, 直流侧输出电流的动态响应速度快、抗扰动能力强。然后利用仿真软件 MATLAB 进行原理性验证, 比较不同类型系统设计的电流波形, 验证了设计和分析的正确性。

关键词: 三相 PWM 整流器; 解耦; 双闭环; 抗扰动能力

中图分类号: TN784

文献标识码: A

Research on double closed loop control of three-phase voltage source PWM rectifier

Zhao Zhenmin, Wang Zheng

(Heilongjiang University of science and technology, School of Electrical & Control Engineering, Harbin Heilongjiang, 150022)

Abstract: The traditional three-phase PWM rectification method uses traditional diodes or phase-controlled thyristors to achieve, but this rectification method has low voltage utilization and large losses, and it also introduces a large number of harmonic components to the power grid. Therefore, the mathematical model of the three-phase voltage-type PWM rectifier is established, the stationary coordinate system is converted into a synchronous rotating coordinate system by Park transformation, and the d and q axis components are voltage-forward decoupled, and the decoupled voltage and current components are double Closed-loop control strategy. At the same time, the PI parameter design of the current inner loop of the engineered typical type II system is deduced and analyzed. The research results show that: adopting the typical type II system design, the dynamic response speed of the output current on the DC side is fast and the anti-disturbance ability is strong. Then use the simulation software MATLAB to verify the principle, compare the current waveforms of different types of system designs, and verify the correctness of the design and analysis.

Keywords: Three-phase PWM rectifier; decoupling; double closed loop; anti-disturbance capability

0 引言

在电力电子技术不断发展的今天, 三相 PWM 整流器始终起到了举足轻重的作用, 传统的整流方式通过使用开关二极管或相控可控硅使电网交流电压变换成直流电压, 但这种整流方式会对电网引入大量的电流谐波分量, 同时也使得注入整流器的电流呈非正弦化^{[1][2]}。对于可控整流的 PWM 调制策略有很多种, 如正弦脉宽调制 (SPWM)、空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 等^{[3][4]}。控制策略普遍采用电压电流双闭环, 大部分三相电压型 PWM 整流器的电压电流 PI 控制器的设计基于典型 I 型系统, 然而按典型 I 型系统设计的电流内环 PI 参数, 虽然有很好的电流跟随性、跟随时超调量小, 但由于调节时间加

长, 导致系统的抗扰动能力降低、动态响应速度较慢^{[5][6][7]}。本文通过对电压电流双闭环的三相电压型 PWM 整流器进行数学建模, 推导并设计了工程化的电压电流控制器的参数计算方案, 分析了两种不同类型的参数设计区别, 确定了电流内环采用典型 II 型系统设计, 并通过 MATLAB 仿真, 对上述推导和分析进行了原理性的验证。最后实验结果表明, 采用典型 II 型系统设计的电压外环电流内环参数能够有较好的动态响应速度和抗扰动能力。

1 三相 PWM 整流器建模与分析

三相电压型 PWM 整流器拓扑图如图 1, 其中 E_a 、 E_b 、 E_c 为变换器的交流侧输入电压, 它们之间保持 120° 相相差;

基金项目: 哈尔滨市应用技术研究开发项目 (2017RAXXJ016)。

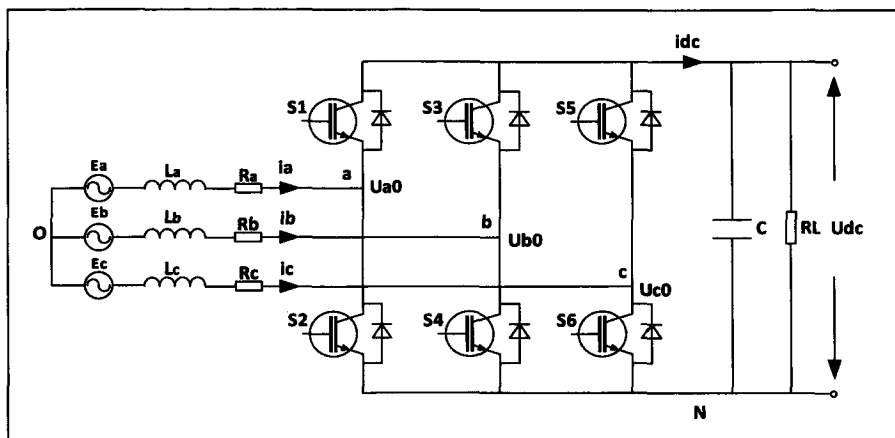


图1 三相电压型PWM整流器拓扑图

L_a 、 L_b 、 L_c 分别为三相交流侧滤波电感，起到滤波和储能的作用； R_a 、 R_b 、 R_c 为线路和滤波电感的等效电阻； i_a 、 i_b 、 i_c 分别是三相交流侧电网电流； U_{a0} 、 U_{b0} 、 U_{c0} 为变换器交流侧相电压；S1-S6则为6个IGBT，它们共同组成的三相电压型整流电路；C为直流侧母线电容； I_{dc} 为变换器直流侧输出电流； U_{dc} 为变换器直流母线的输出电压。

在对三相PWM整流器建模分析前需要将电网理想化：

1) 电网电动势(U_a 、 U_b 、 U_c)为三相平稳纯正弦电压波形

2) 网侧滤波电感(L_a 、 L_b 、 L_c)都是线性的，且不考虑饱和

三相电压型PWM整流器因其拓扑结构，使得三组桥臂中同一桥臂的开关管不能同时导通，因此各桥臂只有两种状态：上桥臂导通或下桥臂导通。据此设函数 S_i ， $i=a$ 、 b 、 c 。 $S_i=0$ 表示 i 相下桥臂导通， $S_i=1$ 反之。

此开关函数是一个简单的二维逻辑函数，如下：

$$S_{i(i=a, b, c)} = \begin{cases} 0, i \text{ 相上桥臂开关管关断} \\ 1, i \text{ 相上桥臂开关管导通} \end{cases} \quad (1)$$

由于模型为三相对称系统，所以：

$$\begin{cases} E_a + E_b + E_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2)$$

且当S1导通、S2关断时，即 $S_a=1$ 时， $U_{aN}=U_{dc}$ ；S1关断、S2导通时，即 $S_a=0$ 时， $U_{aN}=0$ 。由此可得一般性等式：

$$U_{kN} = S_i U_{dc} \quad (3)$$

根据基尔霍夫电压定律可得a、b、c三相的电压方程：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = E_a - R_a i_a - (S_a U_{dc} + U_{NO}) \\ L \frac{di_b}{dt} = E_b - R_b i_b - (S_b U_{dc} + U_{NO}) \\ L \frac{di_c}{dt} = E_c - R_c i_c - (S_c U_{dc} + U_{NO}) \end{cases} \quad (4)$$

联立式(3)和式(4)，可以得出：

$$U_{NO} = \frac{-U_{dc}}{3} \sum_{i=a, b, c} S_i \quad (5)$$

则式(5)可以进一步化简：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = E_a - R_a i_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = E_b - R_b i_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = E_c - R_c i_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

同理可以列出变换器直流侧电流关系方程：

$$i_{dc} = S_{i(i=a, b, c)} i_{i(i=a, b, c)} \quad (7)$$

则直流侧电流可根据基尔霍夫电流定律得到：

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_L} \quad (8)$$

化简后得到：

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_{i(i=a, b, c)} i_{i(i=a, b, c)} - \frac{U_{dc}}{R_L} \quad (9)$$

最后将式(6)和式(9)联立，得：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = E_a - R_a i_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = E_b - R_b i_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = E_c - R_c i_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (10)$$

此时三相PWM整流器为三相静止坐标系下的数学模型，但三相坐标系下的电压电流分量直接通过控制器控制较难，需要将控制模型简化。将Park变换矩阵 T_{dq} 等幅变换后，可以得出：

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中 $\theta = \omega t + \vartheta$ ， ω 为dq变换中转子的角速度，也就是交流电动势的角频率，当 ϑ 为 $t=0$ 时的d轴和q轴的夹角，当转子旋转时，该变换阵 T_{dq} 是一个时变阵。

将式(11)中各分量分别左乘矩阵 T_{dq} ，即：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 i_d 、 i_q 为三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 电流在d轴和q轴上的

投影,同理 U_d 、 U_q 也为三相电压 U_a 、 U_b 、 U_c 在 d 轴和 q 轴上的投影,变换后的两相同步旋转坐标系下的变量方程为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = E_d + \omega Li_q - Ri_d - U_{dc} S_d \\ L \frac{di_q}{dt} = E_q + \omega Li_d - Ri_q - U_{dc} S_q \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (13)$$

2 三相 PWM 整流器控制策略

由于 i_d 、 i_q 分别与有功功率 P 和无功功率 Q 呈线性比例关系,因此对电流的控制相当于对功率的控制。通过式(13)可以看出虽然经过 Park 变换可以将其数学模型的坐标系进行转换,但 d、q 轴的变量表达式中仍然存在一种耦合关系,单单使用反馈控制方式并不能准确的控制整个系统,为了能够独立控制 d 轴和 q 轴变量,就需要对表达式两变量进行解耦,同时引入电压前馈的复合控制方式。

因此引入电网电压矢量在 d、q 轴的两个分量 U_d 、 U_q 和状态反馈量 ωLi_d 、 ωLi_q ,对式(13)进行移项变换后可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = E_d + \omega Li_q - U_{dc} S_d = U_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = E_q + \omega Li_d - U_{dc} S_q = U_q \end{cases} \quad (14)$$

由上式可见,离散型非线性开关函数系统已经变换成线性系统,实现了对 i_d 、 i_q 的解耦。且 i_d 与 U_d 、 i_q 与 U_q 的线性化传递函数为:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{Ls+R} \\ \frac{i_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{Ls+R} \end{cases} \quad (15)$$

因 PI 控制器是对误差信号进行控制的一种方式,因此需要引入 d、q 轴上的电流误差分量为 $i_d^* - i_d$ 和 $i_q^* - i_q$ 。其中 i_d^* 、 i_q^* 为电流的参考给定值。

对两个误差信号引入 PI 控制器,对 U_d 、 U_q 进行电压前馈补偿可得:

$$\begin{cases} U_d = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega Li_q + E_d \\ U_q = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega Li_d + E_q \end{cases} \quad (16)$$

其中, K_p 、 K_I 为电流内环的比例环节增益和积分环节增益。则三相 PWM 整流器前

馈解耦控制框图如图 2 所示。

2.1 电流内环 PI 控制器设计

电流内环的作用是对整流器的电流的直接控制,使其跟随参考给定电流变化,保证输入电流与输入电压同相位。电流采样周期为 T_s , 电流环模型为一阶惯性环节。因此电流环的采样环节为 $\frac{1}{T_s+1}$, 整流桥的放大倍数设为 K_{PWM} 。由此可得电流 i_d 的电流内环结构图。

根据式(19)可知 PI 控制器的传递函数为: $K_p + \frac{K_I}{s}$, 将其转换为零极点形式可得:

$$K_p + \frac{K_I}{s} = K_p \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}, K_u = \frac{K_p}{\tau_i} \quad (17)$$

同时忽略 U_d 的外部扰动,将采样时间长度 T_s 合并,此时的简化后的电流环结构图:

电流内环 PI 控制器参数有两种设计方法,对典型 I 型系统设计得到动态性能指标和抗扰动能力进行分析,可以看出,虽然典型 I 型系统的电流内环具有良好的跟随性,但当 U_q 点两侧时间常数相差较大时,动态性能较差,恢复时间较长,因此抗扰动能力并不优秀。因此采用 II 型系统进行电流

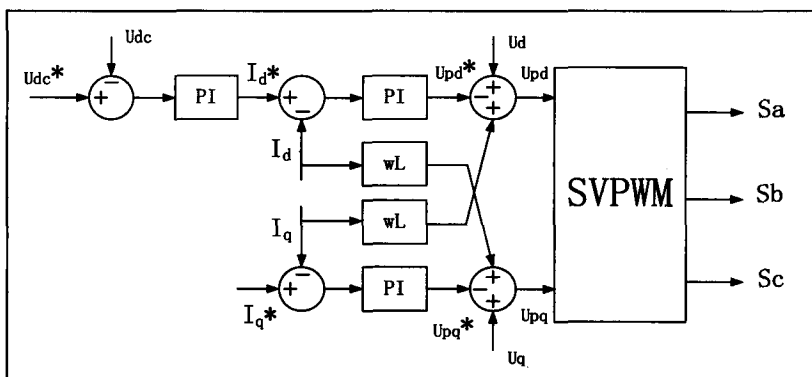


图2 三相 PWM 整流器的前馈解耦控制框图

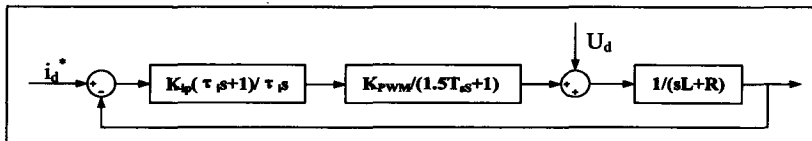


图3 电流内环结构图

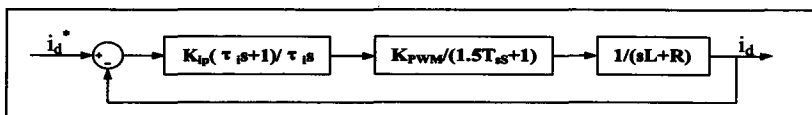


图4 忽略 U_d 扰动时的电流内环简化结构图

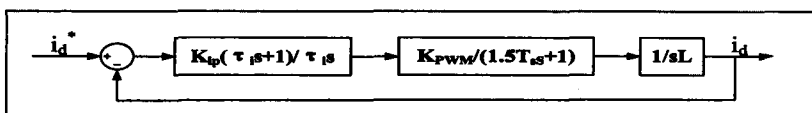


图5 忽略 R 的电流内环简化结构图

调节器的数值设计。

采用 II 型系统设计, 需要将中频宽 h_i 减小, 即减小电流内环 PI 控制器零点对应的的时间常数 τ_i 和典型 I 系统开环传函极点的时间常数 $1.5 T_s$ 得比值, 同时忽略交流侧电阻 R 。将电流内环的控制结构图进一步简化:

电流环的传递函数为:

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{ip} K_{PWM} (\tau_i s + 1)}{\tau_i s^2 L (1.5 T_s s + 1)} \quad (18)$$

其中 τ_i 为电流环采样时间常数。为提高电流的动态响应速度, 将中频宽 h_i 设计为 5。得:

$$\frac{K_{ip} K_{PWM}}{\tau_i L} = \frac{h_i + 1}{2\tau_i^2} \quad (19)$$

解出电流环的比例增益和积分增益为:

$$K_{ip} = \frac{(h_i + 1)L}{2\tau_i K_{PWM}} = \frac{6L}{15T_s K_{PWM}} \quad (20)$$

$$K_{ii} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{6L}{112.5 T_s^2 K_{PWM}} \quad (21)$$

当中频宽 h 越大, 系统动态响应速度越快, 跟随控制时间的超调量越小, 但如果加长调节时间, 反而会导致抗扰动能力降低。因此要在抗扰动能力和调节时间取中值, 保证系统动态响应速度的同时, 抗扰动能力不被过度影响而导致降低。

2.2 电压外环 PI 控制器设计

电压外环的作用是保证直流侧输出电压始终稳定在参考电压附近, 为简化电压外环的控制结构, 只考虑低频分量下 abc 三相的开关函数:

$$\begin{cases} s_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ s_b \approx 0.5m \cos\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + 0.5 \\ s_c \approx 0.5m \cos\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) + 0.5 \end{cases} \quad (22)$$

其中 θ 为开关函数基波初始相位角, m 为 PWM 的调制比 ($m \leq 1$)。

根据 $s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c$, 可得:

$$i_{dc} \approx 0.75 m I_m \cos \theta \quad (23)$$

因此电压外环结构图为:

但由于 i_{dc} 为一时变环节, 设 PWM 为最大调制比 ($m=1$), 此时电压增益为 0.75。设电压采样时间常数为 τ_v , 将 τ_v 与 τ_i 合并, 忽略负载电流 i_L 的扰动, 可得简化后的电压环控制结构:

从图 7 得到电压外环的传递函数为:

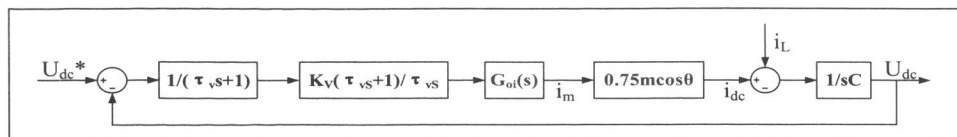


图 6 电压外环结构图

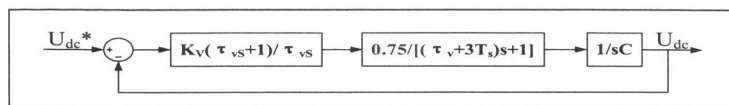


图 7 忽略 i_L 扰动时的电压外环简化结构图

$$G_{ov}(s) = \frac{0.75 K_v (\tau_v s + 1)}{\tau_v s^2 C [(\tau_v + 3T_s)s + 1]} \quad (24)$$

与电流环相似, 取电压外环的中频宽 $h_v = \frac{\tau_v}{\tau_v + 3T_s} = 5$, 根据典型 II 型系统得:

$$\frac{0.75 K_v}{\tau_v C} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 (\tau_v + 3T_s)^2} \quad (25)$$

解得电压外环的比例增益和微分增益为:

$$K_{vp} = \frac{4C}{5(\tau_v + 3T_s)} \quad (26)$$

$$K_{vd} = \frac{4C}{25(\tau_v + 3T_s)^2} \quad (27)$$

3 仿真

通过 MATLAB 对不同类型下的电流内环 PI 控制器参数进行仿真, 仿真参数如下:

表 1 三相 PWM 整流器参数

参数	数值
网侧电压峰值 E/V	311
直流侧电压 U_{dc} /V	540
网侧电感 L/mH	4.8
网侧电阻 R/ Ω	0.2
直流侧电容 C/ μ F	3300
直流侧电阻 R_d / Ω	30

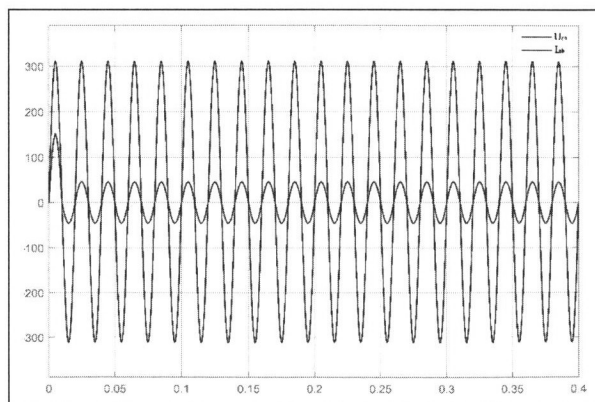


图 8 电网侧输入电压输入电流波形

在前馈控制中给定直流电压为 540V, 从网侧输入电压电流波形上可以看出, 输入电流很快跟踪上输入电压变化, 此

(下转第 51 页)

I_a 和 I_{pri} 提前相交导致同步整流提前关断的风险。

同时,从图9可以看出,相比于副边谐振,原副边谐振有着更多变的电流波形情况,方便进行调节和控制,并且通过仿真可以发现,在 $C_o/n^2=880\text{nF}$ 的情况下,副边拥有相对较好的电流波形,其有效值更小,从而可以降低同步整流的导通损耗。而且,较小的交流分量和有效值,可以使变压器的铁损和铜损都降低,从而减小变压器的损耗,降低其发热情况,增加整体效率。

4 结论

通过对谐振网络进行建模和等效分析,指出了将原边和副边的谐振电容调整到同一数量级可以令原边和副边电容都参与到谐振当中,从而可以通过改变原边和副边电容得到更多不同的谐振电流波形。

在选择合适的谐振参数后(如仿真实验中的 $C_o/n^2=880\text{nF}$),电流拥有相对较好的波形,其有效值较低,可以降低副边同步整流的导通损耗,并降低变压器的铜损和铁损,有助于降低变压器温度,提高整机效率。

参考文献

- [1] 郭威.原副边谐振的有源箝位反激式电源研究[D].哈尔滨工业大学,2018.
- [2] 牛雨莹.GaN有源箝位反激式电源控制策略研究[D].浙

江大学,2020.

- [3] Pei-Hsin Liu. Design consideration of active clamp flyback converter with highly nonlinear junction capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018: 783-790.
- [4] 惠海.基于氮化镓器件的有源箝位反激变换器分析与设计[D].西安科技大学,2020.
- [5] Lingxiao Xue, Jason Zhang. Design considerations of highly-efficient active clamp flyback converter using GaN power ICs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018: 777-782.
- [6] Xiucheng Huang, Junjie Feng. Design Consideration of MHz Active Clamp Flyback Converter with GaN Devices for Low Power Adapter Application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016: 2334-2341.
- [7] 杜宇.兼容快充技术的电源接口芯片 XD1786 的设计与实现[D].西安电子科技大学,2017.
- [8] 伍毅夫.基于QuickCharge2.0的快充控制芯片研究[D].西安电子科技大学,2016.
- [9] Fassler R. Efficiency Regulations: Driving power conversion efficiency designs[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2017, 4(1): 19-24.
- [10] United States D O E. EERE - 2008 - BT - STD - 0005 Energy Conservation Program: Energy Conservation Standards for External Power Supplies; Final Rule[S]. 2014.

(上接第46页)

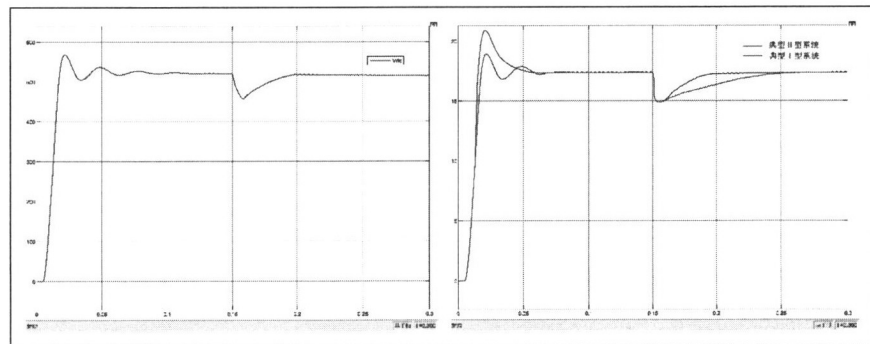


图9 直流侧输出电压输出电流波形

时电压电流接近同相位,功率因数达到最大($\lambda \approx 1$)。

由于引入电压前馈控制,因此当 0.15s U_d 出现扰动时,根据典型 I 型系统设计和典型 II 型系统设计电流内环 PI 控制器都可以很快的恢复稳态值,从电流波形上看, I 型系统的直流侧输出电流电压虽有一定的超调量,但电流的跟随性更好,超调量更少,但一旦出现扰动,电流的自动恢复时间较长;而采用 II 型系统设计的电流内环,虽然直流侧输出电流超调量较大,但当出现扰动时,能够很快地恢复稳态,具有良好的动态响应速度和抗扰动能力。

参考文献

- [1] 王颖杰,王文超,左慧芳,齐东迁,吴迪.低开关频率下三相 PWM 整流器电流解耦控制研究[J].电机与控制学报,2017,21(01):51-58.
- [2] 许加柱,王涛,崔贵平.三相 PWM 整流器内外环相互解耦控制方法研究[J].电力电子技术,2018,52(11):88-91+95.
- [3] 黄强,唐杰,林立,刘兴,张英洪.三相 PWM 整流器的双闭环前馈解耦控制研究[J].邵阳学院学报(自然科学版),2020,17(01):40-47.
- [4] 高龙将.电网不平衡工况下光伏并网逆变器控制技术研究[D].河南理工大学,2019.
- [5] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 12(1): 116-123.
- [6] 贺诗明,熊健,代大一,等.三相电压型 PWM 整流器建模、控制及稳定性分析[J].电网技术,2019(6):2049-2057.
- [7] 王归新,金申义.基于三相电压型 PWM 整流器控制策略研究[J].电气传动,2019(10):34-38.