

矩阵变换器输入电流的无源性控制

王孝洪¹, 杨金明², 潘晓明¹, 刘文明²

(1. 华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640;

2. 华南理工大学 电力学院 广东省绿色能源重点实验室, 广东 广州 510640)

摘要: 矩阵变换器无中间直流环节, 易受电网扰动和负载扰动的影响, 为此采用无源性原理的控制方法设计了输入整流侧的控制器, 并且加入适当的阻尼改善了控制系统特性. 此外, 通过矩阵变换器的降阶分解, 简化了控制器结构和提高了控制器的可实现性. 结果表明, 在输入电压干扰和载扰扰动下, 仍能保证输入电流为正弦波, 避免了对电网造成污染.

关键词: 矩阵变换器; 无源性控制; 整流控制

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A

Passivity-based control for current of input side in matrix convertor

WANG Xiao-hong¹, YANG Jin-ming², PAN Xiao-ming¹, LIU Wen-ming²

(1. College of Automation Science and Technology,

South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China;

2. Electric Power College, South China University of Technology, Guangdong key laboratory of Clean energy technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: Because there is no DC loop in the matrix converter, a matrix convert is sensitive to the disturbance in the grid voltage and the disturbance of the load. To deal with this problem, we develop a passivity-based controller in the input side, and introduce an appropriate damping to the control loop to improve the characteristics of the matrix converter. Besides, the structure of the control system is simplified by reducing the model-order, facilitating the implementation of the controller. Simulation results show that the input current maintains the sinusoidal waveform under the disturbances in input voltage and from the load, thus causing no pollution to the grids.

Key words: matrix convertor; passivity-based control; converting control

1 引言(Introduction)

矩阵式变换器从运行机理上看是一种直接型交流-交流变频装置, 具有能量双向流通、正弦输入输出电流、高输入功率因数等优良特性, 但其复杂的结构也给它控制带来困难, 近年来的研究和开发取得一些有意义的结果^[1~16]. 由于矩阵式变换器的电路结构不包含中间直流环节, 其输入侧电网电压的不平衡和瞬时幅值跌落可以直接反映到输出电压上. 而输出电压、电流的畸变将严重影响负载设备的正常运行, 甚至造成损坏^[2]. 为此研究者对矩阵式变换器在电网电压非正常工况下的运行控制提出了一系列补偿方法, 如考虑输入电压不平衡补偿的双电压合成控制方法等^[3,4], 输出电压前馈补偿^[5], 直接脉宽和等效电压相结合的补偿方法^[6], 结合变换器主电路结构保持逆变器输出对称性的补偿方法^[7], 抑制共模电压的补偿方法^[8], 零矢量补偿与空间矢量调制结合的电流复合补偿方法^[9], 根据线电压包

络检测来进行三角波载波预调制的补偿方法^[10], 利用开关函数消除输出电压中的低次谐波的补偿方法^[11]等.

以上方法主要基于补偿原理, 结合空间矢量调制和电流滞环控制来进行, 滞环电流控制具有快速动态响应、高精度、无直流颠覆及高鲁棒性, 但其主要问题是开关频率不固定, 滤波器设计困难. 预测电流控制具有快速动态相应和好的开关模式, 但它易受参数变化的影响. 直接功率控制具有高功率因数且结构简单等优点, 但由于采用了功率滞环比较器, 同样存在滞环控制的缺点. 另外上述控制策略存在的共同问题是在大信号干扰的情况下, 系统的稳定性差. 而闭环控制可以克服扰动和非正常因素影响, 提高矩阵变换器控制的鲁棒性. 文献[12]通过正弦环宽滞环控制、输入电流空间矢量合成法和预测电流控制, 来改善输入输出特性. 文献[13,14]采用自抗扰技术进行了矩阵变换器输出电流闭环控制技术,

通过对内外扰动的观测和补偿,提高了非理想运行条件和扰动情况下的性能.文献[15]提出了一种矩阵式变换器输出侧闭环鲁棒控制器,以消除内外扰动和不平衡的影响.文献[16]采用双环控制策略,通过对电感电流的直接控制而使它对外部干扰具有极强的鲁棒性,保证了异常情况下的稳定运行.

由于矩阵变换器结构和模型的复杂性,控制的难点在于算法的有效性和可实现性,应有机结合对象的结构特性.基于无源性理论的控制是一种考虑了对象结构特性的方法,通过重新分配系统的能量和注入非线性阻尼,使系统在满足全局渐近稳定的条件下达到期望的控制效果,不同于其他非线性控制中需补偿或抵消非线性项,该方法充分利用系统的物理结构,无需补偿不影响稳定性的“无功功率”部分非线性项,减少了控制的运算量^[17~20].

本文基于矩阵变换器间接控制的思想,在将矩阵变换器虚拟为交-直-交变换器基础上,基于 $d-q$ 坐标下的矩阵变换器整流侧的Euler-Lagrange数学模型,通过系统分解和阻尼注入方法设计无源功率控制器,进行矩阵变换器的输入侧闭环控制研究,实现对输入扰动或不对称等扰动的抑制.

2 矩阵变换器输入侧等效电路与模型(Equivalent circuit and model of input side for matrix convertor)

矩阵变换器及其等效电路拓扑如图1所示,考虑输入侧的线路阻抗,输入侧等效电路拓扑如图2所示,在输入端接入星形接法的滤波电容器组.

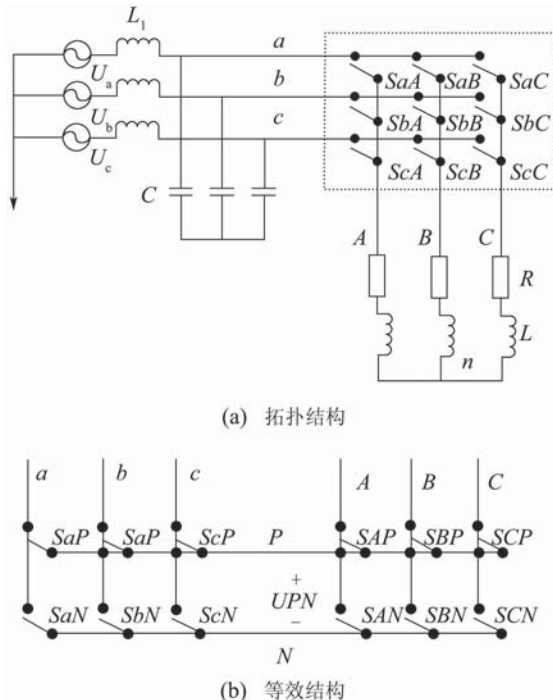


图1 矩阵变换器等效电路拓扑

Fig. 1 The equivalent topology of matrix convertor

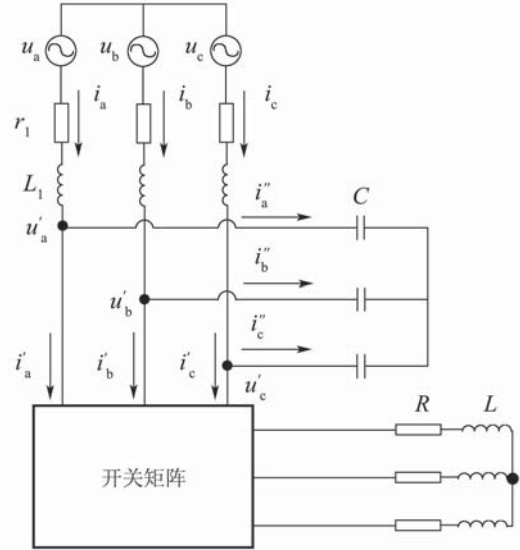


图2 矩阵变换器输入侧等效电路拓扑

Fig. 2 The equivalent topology of input side for matrix convertor

矩阵变换器对输入端可等效为可控电流源,由于脉宽调制过程瞬时完成,其延滞特性可忽略不计,假设三相完全对称.

文中主要符号及含义如表1.

表1 电压电流在 abc 和 $dq0$ 坐标系中的符号
Table 1 Symbol of current and voltage in abc and $dq0$ coordinate system

电压、电流	abc 坐标系中	$dq0$ 坐标系中
电源电压	u_a, u_b, u_c	u_{id}, u_{iq}
网侧电流	i_a, i_b, i_c	i_{id}, i_{iq}
输入相电压	u'_a, u'_b, u'_c	u'_{id}, u'_{iq}
输入电流	i'_a, i'_b, i'_c	i'_{id}, i'_{iq}
电容线电流	i''_a, i''_b, i''_c	i''_{id}, i''_{iq}

输入侧回路电阻为 r_1 , 电感为 L_1 , 滤波电容为 C .
输入侧电路方程如式(1)和式(2):

$$\begin{cases} u_a = r_1 i_a + L \frac{di_a}{dt} + u'_a, \\ u_b = r_1 i_b + L \frac{di_b}{dt} + u'_b, \\ u_c = r_1 i_c + L \frac{di_c}{dt} + u'_c, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i''_a = i_a - i'_a = C \frac{du'_a}{dt}, \\ i''_b = i_b - i'_b = C \frac{du'_b}{dt}, \\ i''_c = i_c - i'_c = C \frac{du'_c}{dt}. \end{cases} \quad (2)$$

对式(1)(2)进行PARK变换得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{id}}{dt} \\ \frac{di_{iq}}{dt} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \frac{r_1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{r_1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u'_{id} \\ u'_{iq} \end{bmatrix}, \quad (3) \\ \begin{bmatrix} \frac{du'_{id}}{dt} \\ \frac{du'_{iq}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_{id} \\ u'_{iq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i'_{id} \\ i'_{iq} \end{bmatrix}. \quad (4) \end{aligned}$$

由式(3)和(4), 矩阵式变换器系统可以视为两个子系统的负反馈连接, 如图3所示.

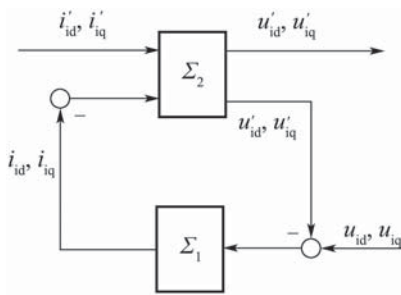


图3 子系统连接图

Fig. 3 Link diagram of subsystem

Σ_1 为式(3)表示的主回路子系统, 即 Σ_1 : $\begin{bmatrix} u'_{id} \\ u'_{iq} \end{bmatrix} \mapsto \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix}$. Σ_2 为式(4)表示的滤波回路子系统, 即 Σ_2 : $\begin{bmatrix} i'_{id} \\ i'_{iq} \end{bmatrix} \mapsto \begin{bmatrix} u'_{id} \\ u'_{iq} \end{bmatrix}$.

对于系统 Σ_1 , 取状态变量 $x_1 = [L_1 i_{id} \ L_1 i_{iq}]^T$ 对于系统 Σ_2 , 取状态变量 $x_2 = [Cu'_{id} \ Cu'_{iq}]^T$, 则系统可表示为:

$$\dot{x}_1 + R_1 x_1 + B_1 x_1 = u_1 + \xi_1, \quad (5)$$

$$\dot{x}_2 + B_2 x_2 = u_2 + \xi_2 \quad (6)$$

式中:

$$\begin{aligned} R_1 &= \begin{bmatrix} r_1/L_1 & 0 \\ 0 & r_1/L_1 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i \\ \omega_i & 0 \end{bmatrix}, \\ u_1 &= \begin{bmatrix} -u'_{id} \\ -u'_{iq} \end{bmatrix}, \xi_1 = \begin{bmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i \\ \omega_i & 0 \end{bmatrix}, \\ u_2 &= \begin{bmatrix} -i'_{id} \\ -i'_{iq} \end{bmatrix}, \xi_2 = \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Σ_1 为一个严格无源的子系统, 由于回路电阻很小, 为一个保守子系统, 不具备耗散特性. Σ_2 为此进行状态反馈控制, 使 Σ_1 和 Σ_2 分别改善阻尼特性和实

现严格无源化.

对于 Σ_1 , 设计 $u'_1 = \begin{bmatrix} -u'_{id} + r_2 i_{id} \\ -u'_{iq} + r_2 i_{iq} \end{bmatrix}$, 则有:

$$\dot{x}_1 + R'_1 x_1 + B_1 x_1 = u'_1 + \xi_1, \quad (7)$$

$$\text{式中 } R'_1 = \begin{bmatrix} (r_1 + r_2)/L_1 & 0 \\ 0 & (r_1 + r_2)/L_1 \end{bmatrix}.$$

对于 Σ_2 , 设计 $u'_2 = \begin{bmatrix} -i'_{id} + r_3 u'_{id} \\ -i'_{iq} + r_3 u'_{iq} \end{bmatrix}$, 则有:

$$\dot{x}_2 + R'_2 x_2 + B_2 x_2 = u'_2 + \xi_2, \quad (8)$$

$$\text{式中 } R'_2 = \begin{bmatrix} r_3/C & 0 \\ 0 & r_3/C \end{bmatrix}.$$

3 输入整流侧无源性控制策略(Passivity control strategy for input rectifier side)

经过反馈无源化后, 矩阵变换器输入整流部分分解为两个负反馈连接的无源子系统 Σ_1 (式(7)) 和 Σ_2 (式(8)), 可分别对 Σ_1 和 Σ_2 进行控制器设计, 只要保证各子系统稳定, 就可保证由 Σ_1 和 Σ_2 负反馈连接的整个系统稳定^[20].

3.1 子系统 Σ_1 的无源性控制(Passivity control for subsystem Σ_1)

对于 Σ_1 , 定义误差为

$$e_1 = x_1 - x_1^*, \quad (9)$$

其中: $x_1^* = [L_1 i_{id}^* \ L_1 i_{iq}^*]$ 为期望值. 控制的目的是设计一个反馈控制律 u'_1 使矩阵变换器输入电流 i_{id} , i_{iq} 分别快速准确跟踪所对应的期望输入电流 i_{id}^* , i_{iq}^* , 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} x_1 = x_1^*$.

根据式(7)和(9), 可得误差系统的动态模型为

$$\dot{e}_1 + (B_1 + R'_1)e_1 = \psi_1, \quad (10)$$

式中 $\psi_1 = u'_1 - \{\dot{x}_1^* + (B_1 + R'_1)x_1^*\} + \xi_1$.

对误差系统(10), 选取如下能量函数:

$$H_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1. \quad (11)$$

对函数沿误差系统轨迹(10)取时间导数, 可得

$$\dot{H}_1 = e_1^T \dot{e}_1 = -e_1^T (B_1 + R'_1)e_1 + e_1^T \psi_1. \quad (12)$$

由于 B_1 为反对称矩阵, 即 $B_1^T = -B_1$, 则 $e_1^T B_1 e_1$ 项表示子系统 Σ_1 的无功功率, 代表能量形式的内部转换, $e_1^T B_1 e_1 = 0$, 对系统稳定性没有影响, 式(12)可简化为

$$\dot{H}_1 = -e_1^T R'_1 e_1 + e_1^T \psi_1. \quad (13)$$

上式中矩阵 R'_1 正定, 只要适当设计控制律 u'_1 , 使 $\psi_1 = 0$, 则无外力作用的无源子系统 Σ_1 是渐近稳

定的,且子系统状态的收敛到平衡点的速率不慢于指数函数,收敛速度可通过参数 r_2 调节,此即阻尼注入.

由 ψ_1 表达式可得子系统 Σ_1 控制律为

$$\begin{cases} u'_{id} = u_{id} - L_1 \dot{i}_{id}^* + r_2 i_{id} - (r_1 + r_2) i_{id}^* + \omega_i L_1 i_{iq}^*, \\ u'_{iq} = u_{iq} - L_1 \dot{i}_{iq}^* + r_2 i_{iq} - \omega_i L_1 i_{id}^* - (r_1 + r_2) i_{iq}^*. \end{cases} \quad (14)$$

3.2 子系统 Σ_2 的无源性控制(Passivity control for subsystem Σ_2)

对于 Σ_2 ,定义误差为

$$e_2 = x_2 - x_2^*, \quad (15)$$

其中 $x_2^* = [Cu'_{id} Cu'_{iq}]$ 为期望值.

子系统 Σ_2 误差动态模型:

$$\dot{e}_2 + (B_2 + R'_2)e_2 = \psi_2, \quad (16)$$

式中 $\psi_2 = u'_2 - \{\dot{x}_2^* + (B_2 + R'_2)x_2^*\} + \xi_2$.

采用与子系统 Σ_1 同样的设计方法可得子系统 Σ_2 的控制律为

$$\begin{cases} \dot{i}'_{id} = i_{id} - C\dot{u}'_{id} + r_3 u'_{id} - r_3 u_{id}^* + \omega_i C u'_{iq}, \\ \dot{i}'_{iq} = i_{iq} - C\dot{u}'_{iq} + r_3 u'_{iq} - \omega_i C u'_{id} - r_3 u_{iq}^*. \end{cases} \quad (17)$$

无源性控制器输出的控制量,即为虚拟整流器PWM调制量 i'_{id} 和 i'_{iq} .使用调制量 i'_{id} 和 i'_{iq} 作为矩阵变换器虚拟整流器的输入量,采用输入相电流空间矢量调制方法对虚拟整流器进行调制;对矩阵变换器虚拟逆变器,采用输出线电压空间矢量调制方法,设定电压调制比为1,再根据设定的输出频率,对虚拟逆变器进行调制.通过对虚拟整流器和虚拟逆变器的空间矢量调制方法进行分析,将两者综合起来,可得到矩阵变换器的双空间矢量调制策略.通过双空间矢量调制及优化的九段制调制方法,实现矩阵变换器输入电流的无源型控制.

3.3 参考指令值的确定(Calculation of referenced commands)

忽略开关损耗,根据功率守恒定则有

$$\frac{3}{2} I_{im}^* U_{im} \cos \varphi_i + \frac{3}{2} I_{im}^{*2} r_1 = P_{out}, \quad (18)$$

其中: U_{im} 为输入相电压幅值, φ_i 为输入功率因数角, P_{out} 为输出功率.

无源控制的目的是使网侧电流为正弦并且输入功率因数为1.取电压矢量与旋转的 d 轴重合,为了使网侧功率因数为1,指令电流矢量也与 d 轴重合.即:

$$\begin{cases} u_d = U_{im}, \\ u_q = 0, \end{cases} \begin{cases} i_{id}^* = I_{im}^*, \\ i_{iq}^* = 0. \end{cases} \quad (19)$$

由式(18)和式(19),并考虑 $\cos \varphi_i = 1$:

$$i_{id}^* = I_{im}^* = -\frac{U_{im}}{2r_1} + \sqrt{\frac{U_{im}^2}{4r_1^2} + \frac{2P_{out}}{3r_1}}. \quad (20)$$

由结果(20),并考虑电路方程(3)和(4)的稳态平衡点,可确定

$$\begin{cases} u_{id}^* = u_{id} - r_1 i_{id}^* + \omega_i L_1 i_{iq}^*, \\ u_{iq}^* = u_{iq} - r_1 i_{iq}^* - \omega_i L_1 i_{id}^*. \end{cases} \quad (21)$$

4 仿真验证(Simulation for verification)

根据矩阵变换器原理和设计的控制器,在MATLAB/simulink环境进行了仿真验算.矩阵变换器整流侧仿真参数如下:

输入电压: 311 V

输入频率: 50 Hz

输出频率: 25 Hz

输出功率: $P_{out} = 2$ kW

功率因数角: $\varphi = 0^\circ$

电压调制比: $m_v = 1$

整流侧电感: $L_1 = 15$ mH

整流侧电阻: $r_1 = 0.4$ Ω

滤波电容: $C = 5$ μ F

采样周期: 0.0001 s

控制器参数: $r_2 = 4.7$ Ω , $r_3 = 5.2$ Ω .

下面分别针对输入不对称和输出不对称情况进行了仿真验证.

4.1 输入不对称情况(Situation under asymmetrical input)

三相输入电压加入幅值为31.1 V的负序电压构成不对称输入电压,输出采用三相对称阻感负载: $R = 10$ Ω , $L = 10$ mH,仿真结果如图4~6所示.

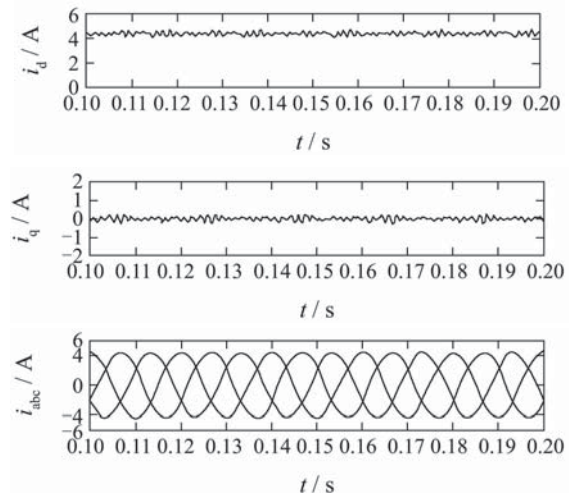


图4 输入不对称时的输入电流波形

Fig. 4 Current waveforms under asymmetrical input voltage

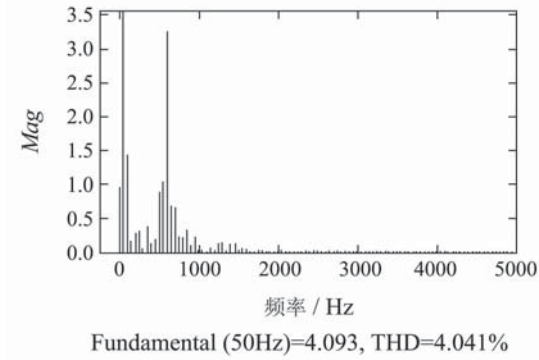


图5 输入不对称时的a相电流频谱图

Fig. 5 Phase a current spectrum under asymmetrical input voltage

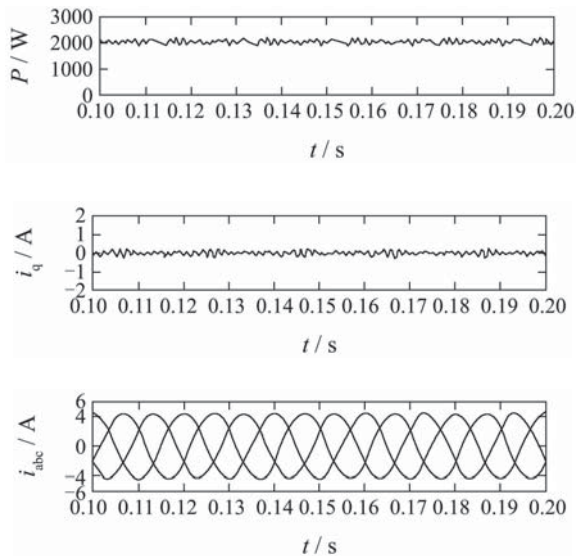


图6 输入不对称时的输入功率波形

Fig. 6 Input power waveforms under asymmetrical input voltage

图4为输入电流的波形. 由图可知, 输入电流为正弦波形, 电流有功分量为电流幅值, 无功分量为零, 实现了单位功率因数调节. 图5为输入a相电流的频谱分析图, 可知a相电流的谐波含量为4.01%, 谐波较小. 图6为输入功率波形, 输入有功功率为2000 W, 无功功率为0, 功率因数保持为1, 输入功率与设定值相符. 仿真结果说明, 在输入电压有畸变的情况下, 输入电流仍然为正弦波, 谐波含量较小, 功率因数保持为1.

4.2 输出不对称情况(Situation under asymmetrical output)

设定三相不对称负载分别为: $R_a = R_b = 15 \Omega$, $R_c = 10 \Omega$, $L_a = L_b = 12 \text{ mH}$, $L_c = 10 \text{ mH}$. 仿真结果如图7~9所示. 由图可知, 输入电流仍然保持为正弦波形, 电流无功分量为零, 输入功率因数为1. 输

入a相电流的谐波含量为3.38%, 谐波很小. 输入有功功率接近于输出功率, 无功功率为零. 仿真结果说明, 在输出负载不平衡时, 无源性控制对输入电流有很好的调节控制作用. 由以上仿真结果可知, 对于电网电压扰动和负载扰动, 无源性控制因其强鲁棒性, 能补偿调制误差, 达到理想的控制效果.

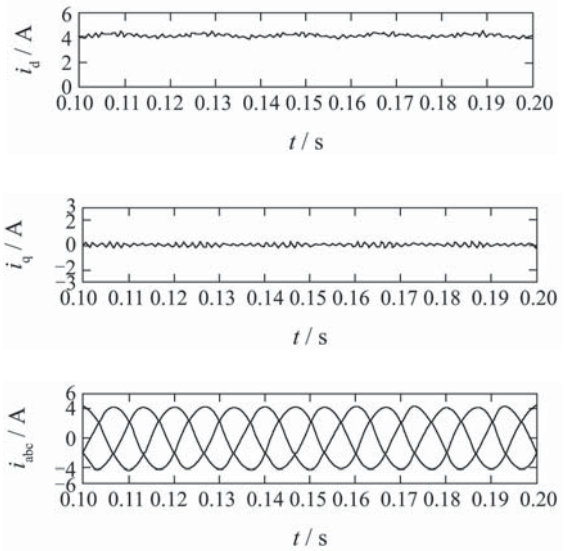


图7 输出不对称时的输入电流波形

Fig. 7 Current waveforms under asymmetrical output load

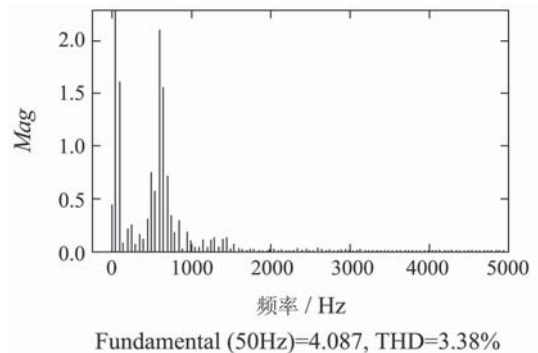
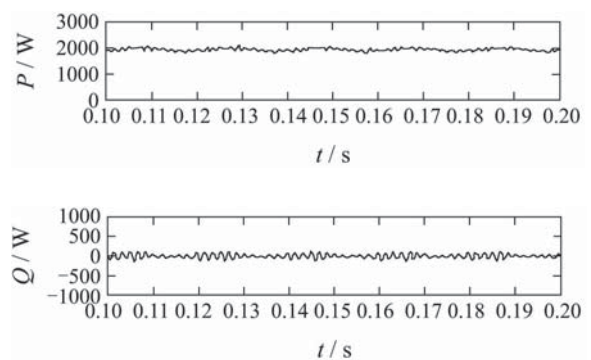


图8 输出不对称时的a相电流频谱图

Fig. 8 Phase a current spectrum under asymmetrical output load



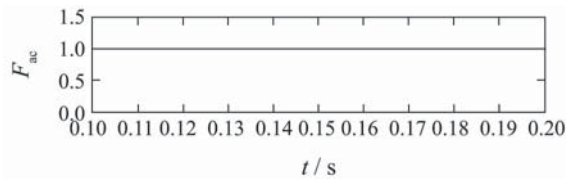


图9 输出不对称时的输入功率波形

Fig. 9 Input power waveforms under asymmetrical output load

5 结论(Conclusion)

空间矢量调制策略对于电网电压为正弦无畸变的情况下才能实现矩阵变换器输入电流正弦且功率因数可调. 对于实际的电网存在的波动和不确定扰动, 将无源性控制方法与空间矢量调制相结合, 通过仿真验证, 在输入电压干扰和输出扰动的多种情况下, 输入电流仍能保持为正弦, 不会对电网造成谐波污染. 通过注入阻尼使系统具有较好的动态品质, 并保证大范围渐近稳定. 通过将矩阵变换器的降阶分解处理, 简化了控制器结构, 提高了可实现性.

参考文献(References):

- [1] HUBER L, BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(6): 1234 – 1246.
- [2] KLUMPNER C, NIELSEN P, BOLDEA I, et al. A new matrix converter motor(MCM) for industry applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(2): 325 – 335.
- [3] BLAABJERG F, CASADEI D, KLUMPNER C, et al. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(2): 289 – 296.
- [4] KANG J K, HARA H, YAMAMOTO E, et al. The matrix converter drive performance under abnormal input voltage conditions[C] // *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*. Vancouver, Canada: IEEE, 2001: 1089 – 1095.
- [5] 孙凯, 黄立培, 松濂贡. 矩阵式变换器在非正常工作下的补偿控制[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007, 47(7): 1093 – 1096.
(SUN Kai, HUANG Lipai, MATSUSE Kouki. Compensation control of matrix converter for abnormal working conditions [J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2007, 47(7): 1093 – 1096.)
- [6] 梅杨, 黄立培. 矩阵式变换器的输出电压补偿[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007, 47(7): 1113 – 1117.
(MEI Yang, HUANG Lipai. Output voltage compensation for matrix converter[J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2007, 47(7): 1113 – 1117.)
- [7] 彭力, 白丹, 康勇, 等. 三相逆变器不平衡抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 174 – 178.
(PENG Li, BAI Dan, KANG Yong, et al. Research on three-phase inverter with unbalanced load[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2004, 24(5): 174 – 178.)
- [8] 何必, 林桦, 张晓峰, 等. 电流控制型矩阵变换器抑制共模电压控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 91 – 96.
(HE Bi, LIN Hua, ZHANG Xiaofeng, et al. A modulation strategy to reduce common-mode voltage for current-controlled matrix converters[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(25): 91 – 96.)
- [9] 何必, 张晓峰, 林桦, 等. 采用零矢量补偿的矩阵变换器电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 52 – 57.
(HE Bi, ZHANG Xiaofeng, LIN Hua, et al. Current control strategies for matrix converter using zero vectors[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(13): 52 – 57.)
- [10] 吴保芳, 权建州, 吴胜华, 等. 非正常输入条件下SPWM矩阵变换器的前馈补偿控制[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 24 – 28.
(WU Baofang, QUAN Jianzhou, WU Shenhua, et al. A feed-forward compensation strategy of spwm matrix converter under abnormal input voltage conditions[J]. *Transactions of China Electro Technical Society*, 2005, 20(12): 24 – 28.)
- [11] 王汝田, 王建斌, 纪延超, 等. 基于补偿函数的SPWM矩阵变换器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2008, 24(8): 37 – 41.
(WANG Rutian, WANG Jianze, JI Yanchao, et al. SPWM control based on compensation function for matrix converter[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2008, 24(8): 37 – 41.)
- [12] 张志学, 马皓. 矩阵变换器的电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 61 – 66.
(ZHANG Zhixue, MA Hao. Current control strategies for matrix converter[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2004, 24(8): 61 – 66.)
- [13] 杨国顺, 吴捷, 陈渊睿. 矩阵变换器的自抗扰控制技术[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(4): 311 – 315.
(YANG Guoshun, WU Jie, CHEN Yuanrui. Auto-disturbance rejection control technique of matrix converter[J]. *Electric Machines and Control*, 2005, 9(4): 311 – 315.)
- [14] 邓文浪, 令弧文娟, 朱建林. 应用自抗扰控制器的双级矩阵变换器闭环控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 13 – 17.
(DENG Wenlang, LINGHU Wenjuan, ZHU Jianlin. Closed-control for two-stage converter based on auto-disturbance rejection controller[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2008, 28(12): 13 – 17.)
- [15] 王孝洪, 吴捷, 杨金明, 等. 矩阵式变换器电流环无源性控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 341 – 343.
(WANG Xiaohong, WU Jie, YANG Jinming, et al. Passivity control for current-loop of matrix converter[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(1): 341 – 343.)
- [16] 张小平, 朱建林, 文泽军, 等. 一种基于双闭环控制策略的新型矩阵变换器研究[J]. 物理学报, 2007, 56(5): 2523 – 2528.
(ZHANG Xiaoping, ZHU Jianlin, WEN Zejun, et al. Study of a novel matrix converter based on double-loop control strategy[J]. *Acta Physica Sinica*, 2007, 56(5): 2523 – 2528.)
- [17] YANG J M, JIN X, WU J, et al. Passivity-based control incorporating trajectory planning for a variable-reluctance finger gripper[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2004, 218(3): 99 – 109.
- [18] 王久和, 黄立培, 杨秀媛. 三相电压型PWM整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 20 – 25.
(WANG Jiuhue, HUANG Lipai, YANG Xiuyuan. Power control of three-phase boost-type PWM rectifier based on passivity[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2008, 28(21): 20 – 25.)
- [19] ORTEGA R. Inter-connection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems[J]. *Automatica*, 2002, 38(4): 585 – 596.
- [20] ORTEGA R. On speed control of induction motors[J]. *Automatica*, 1996, 32(3): 455 – 460.

作者简介:

王孝洪 (1976—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动系统及其控制技术, E-mail: xhwang@scut.edu.cn;

杨金明 (1962—), 男, 博士, 教授, 主要从事新能源发电技术、电力电子技术、电气传动以及控制理论与控制工程, E-mail: jmyang@scut.edu.cn;

潘晓明 (1984—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动系统及其控制技术, E-mail: panxiaomingcs@126.com;

刘文明 (1984—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动技术.