

7-3-2020

## Grid Side Power Factor Control Strategy for Matrix Converter

Guo Hai

*Anhui Science and Technology University, Fengyang 233100, China;*

Quan Yue

*Anhui Science and Technology University, Fengyang 233100, China;*

Sun Wen

*Anhui Science and Technology University, Fengyang 233100, China;*

Zhiping Fan

*Anhui Science and Technology University, Fengyang 233100, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Grid Side Power Factor Control Strategy for Matrix Converter

### Abstract

**Abstract:** Since input filter is usually ignored in the modulation strategy for matrix converter, only the input current of converter is controlled in the same phase with grid voltage. Phase advance of grid current will come about as a result of current of capacitor and the power factor of grid side will be reduced. To solve this problem, the mathematical model of matrix converter was analyzed and the relationship between the real power factor and parameters of the system was studied. A grid current closed-loop control strategy was proposed. As the control objective of the strategy, the grid current was indirectly controlled by adjusting the input current of converter. In this way, *the power factor of grid side was able to be controlled correctly*. The effectiveness and feasibility of the new control method were confirmed by the simulation results, the power factor keeps high regardless of the system power.

### Keywords

matrix converter, input filter, current closed-loop, power facto

### Recommended Citation

Guo Hai, Quan Yue, Sun Wen, Fan Zhiping. Grid Side Power Factor Control Strategy for Matrix Converter[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(5): 1242-1246.

## 一种矩阵变换器网侧功率因数控制策略

国海, 权悦, 孙雯, 范智平

(安徽科技学院, 安徽 凤阳 233100)

**摘要:** 矩阵变换器的调制策略未考虑网侧滤波器的影响, 仅能控制变换器输入侧电流与电网电压相位一致, 而滤波器电容电流使得网侧电流相位超前, 降低了变换器网侧功率因数。针对该问题, 研究了矩阵变换器的数学模型, 分析了网侧实际功率因数角与系统参数之间的关系, 提出一种网侧电流闭环控制策略, 该策略以同步旋转坐标系下网侧电流为控制目标, 通过调整变换器输入侧电流来间接控制网侧电流, 实现网侧功率因数的准确控制。仿真结果表明该策略能在全功率范围内使网侧保持较高功率因数, 提高系统效率。

**关键词:** 矩阵变换器; 输入滤波器; 电流闭环; 功率因数

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2016) 05-1242-05

## Grid Side Power Factor Control Strategy for Matrix Converter

Guo Hai, Quan Yue, Sun Wen, Fan Zhiping

(Anhui Science and Technology University, Fengyang 233100, China)

**Abstract:** Since input filter is usually ignored in the modulation strategy for matrix converter, only the input current of converter is controlled in the same phase with grid voltage. Phase advance of grid current will come about as a result of current of capacitor and the power factor of grid side will be reduced. To solve this problem, the mathematical model of matrix converter was analyzed and the relationship between the real power factor and parameters of the system was studied. A grid current closed-loop control strategy was proposed. As the control objective of the strategy, the grid current was indirectly controlled by adjusting the input current of converter. In this way, the power factor of grid side was able to be controlled correctly. The effectiveness and feasibility of the new control method were confirmed by the simulation results, the power factor keeps high regardless of the system power.

**Keywords:** matrix converter; input filter; current closed-loop; power facto

## 引言

矩阵变换器作为一种 AC-AC 直接变换器, 因其结构紧凑, 输入功率因数可调, 效率高, 理论上能实现任意频率输出等优点<sup>[1]</sup>受到众多学者关注, 尤其在电机驱动领域, 安川电机成功研发的

Varispeed AC 和 FSDrive-MX 系列矩阵变频器<sup>[2]</sup>, 表明了矩阵变换器开始迈入工业应用领域。

近年来, 研究人员更加关注矩阵变换器在其他领域的应用。如独立电源发电系统<sup>[3]</sup>, 感应加热系统<sup>[4]</sup>, 航空电源<sup>[5]</sup>等, 以上研究成果都表明矩阵变换器具有良好的应用前景。

为满足电磁兼容性(EMC, Electro-Magnetic Compatibility)的要求, 矩阵变换器与电网之间通常接有 LC(Loop Capacitor)滤波器, 防止高频电流毛刺反灌入电网。绝大多数控制策略的研究针对矩阵变换器的输出电压和电流, 而输入侧近乎开环控



收稿日期: 2015-05-22 修回日期: 2015-07-23;  
基金项目: 安徽省高校自然科学研究重点项目 (KJ2016A170); 安徽科技学院人才引进项目 (ZRC2014467); 国家级大学生创新训练项目 (201410879009);  
作者简介: 国海(1974-), 男, 黑龙江, 博士生, 副教授, 研究方向为电源技术、矩阵变换器技术。

<http://www.china-simulation.com>

• 1242 •

制, 认为矩阵变换器的调制策略机理本身确保输入性能良好(单位功率因数)。值得注意的是, 现阶段的调制策略并未考虑网侧的 LC 滤波器对调制性能的影响, 实际系统中, 由于滤波器电容电流的存在, 网侧电流会相位超前与期望值, 电网需提供部分无功功率, 且减小了矩阵变换器的电压利用率<sup>[6]</sup>, 功率越小, 网侧功率因数越小。

针对上述问题, 有不少文献进行了研究。文献[7]分析了网侧电流的相位偏差与系统参数的关系, 提出依据系统参数计算出该偏差并在控制环节中予以补偿, 使矩阵变换器运行于单位功率因数; 文献[8]提出了三相静止坐标系下的网侧电流反馈控制, 并在控制系统中增加相位补偿单元以消除静差。但以上两种方法的准确性都依赖于对系统参数的准确辨识。文献[9]在文献[7]的基础上引入网侧功率因数角的正弦值作为反馈来进行 PI(proportional integral)调节, 避免了对系统参数的依赖, 但相位差的求取在电网电压和电流相位的极值处会出现偏差。文献[10]研究了 dq 坐标系下的网侧电流闭环控制, 但文中误将输入侧的电流调制当作电压调制, 因此控制上仍有误差。

为了实现对矩阵变换器网侧功率因数的准确控制, 本文研究了矩阵变换器网侧数学模型, 给出了旋转坐标轴下的输入功率因数角的解析表达式。在文献[10]的基础上改进了旋转坐标系下的网侧电流反馈控制策略, 以获得全功率范围内输入功率因数角的无静差控制。

## 1 矩阵变换器网侧数学模型

本文以传统三相-三相矩阵变换器为例进行分析, 该系统由电源、输入滤波器、开关矩阵、R-L 负载组成, 如图 1 所示。图中  $L$ ,  $R$ ,  $C$  分别为输入滤波器电感、电感寄生电阻、电容。 $L_L$ ,  $R_L$  为负载电感与电阻。为方便分析, 矩阵变换器输入侧电压、电流与网侧电压、电流在  $abc$  静止坐标系和  $dq$  同步旋转坐标系下的表示方法如表 1 所示。

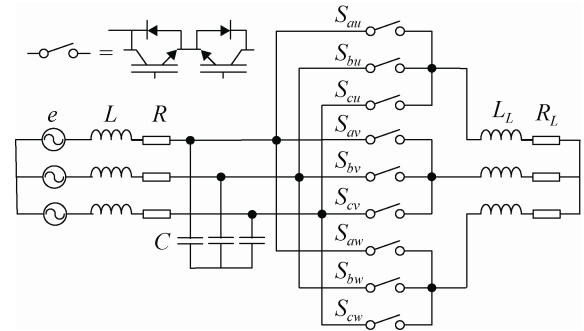


图 1 三相-三相矩阵变换器

表 1 abc/dq 坐标系下电压电流表示方法

输入侧变量	abc 坐标系	dq 坐标系
网侧电压	$e_a, e_b, e_c$	$e_d, e_q$
网侧电流	$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	$i_{sd}, i_{sq}$
矩阵输入侧电压	$v_a, v_b, v_c$	$v_d, v_q$
矩阵输入侧电流	$i_{pa}, i_{pb}, i_{pc}$	$i_{pd}, i_{pq}$

设三相系统对称运行, 则无需考虑零序分量的影响, 三相-三相矩阵变换器系统可等效为 3 个独立的单相-单相矩阵变换器系统, 其等效电路图如图 2 所示, 矩阵变换器可等效为受控电流源与受控电压源的组合, 其大小与调制信号成正比。

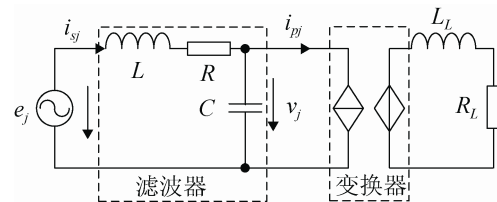


图 2 矩阵变换器的单相等效电路

针对图 2 的等效电路, 利用基尔霍夫定律, 可知矩阵变换器输入侧有如下关系

$$\begin{cases} L \frac{di_{sj}}{dt} + Ri_{sj} + v_j = e_j \\ C \frac{dv_j}{dt} = i_{sj} - i_{pj} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $j = a, b, c$ 。

取电感电流与电容电压为状态变量, 电路在  $abc$  坐标下的状态方程可描述为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sj} \\ v_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sj} \\ v_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} i_{pj} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} e_j \quad (2)$$

为便于设计  $dq$  同步旋转坐标系下的控制系统, 需得到矩阵变换器输入侧在  $dq$  坐标系下的状态方程, 设三相平衡电源为

$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2}E \sin(\omega t) \\ e_b = \sqrt{2}E \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ e_c = \sqrt{2}E \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $E$  为电源电压的有效值,  $\omega$  为电源的角速度。本文中建立的旋转坐标系与电源电压同步, 即有  $e_d = 2E/3, e_q = 0$ 。

对式(2)进行坐标变换, 可得矩阵变换器在同步旋转坐标系下的输入侧状态方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 1/C & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 1/C & -\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

从式(4)可以看出, 矩阵变换器在  $dq$  坐标系是一个多输入多输出的耦合系统, 输入量为矩阵变换器输入电流的  $dq$  轴分量, 输出为网侧电流的  $dq$  轴分量。

## 2 控制系统设计

由式(4)得到矩阵变换器输入侧的方程为

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{sd} + R i_{sd} - \omega L i_{sq} + v_d = e_d \\ L \frac{d}{dt} i_{sq} + R i_{sq} + \omega L i_{sd} + v_q = e_q \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = C \frac{d}{dt} v_d - \omega C v_q + i_{pd} \\ i_{sq} = C \frac{d}{dt} v_q + \omega C v_d + i_{pq} \end{cases} \quad (6)$$

矩阵变换器输入侧的控制对象为  $i_{sd}, i_{sq}$ , 控制量为  $i_{pd}, i_{pq}$ , 二者之间的关系为:

$$\begin{cases} i_{pd} = LC \frac{d^2}{dt^2} i_{sd} - 2\omega LC \frac{d}{dt} i_{sq} + RC \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega RC i_{sq} + (1 - \omega^2 LC) i_{sd} + \omega C e_q - C \frac{de_d}{dt} \\ i_{pq} = LC \frac{d^2}{dt^2} i_{sq} - 2\omega LC \frac{d}{dt} i_{sd} + RC \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega RC i_{sd} + (1 - \omega^2 LC) i_{sq} + \omega C e_d - C \frac{de_q}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

因为  $dq$  轴分量都为直流量, 稳态时各变量的微分都为 0, 可令式(7)中微分量为 0, 得到  $dq$  轴下的稳态方程为:

$$\begin{cases} i_{pd} = (1 - \omega^2 LC) i_{sd} - \omega RC i_{sq} + \omega C e_q \\ i_{pq} = (1 - \omega^2 LC) i_{sq} + \omega RC i_{sd} - \omega C e_d \end{cases} \quad (8)$$

在传统控制策略下, 矩阵变换器输入侧电流指令跟随电源电压, 即  $i_{pq} = 0$ , 可得该控制策略下的网侧电流为:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{M_1^2 + M_2^2} (M_2 M_3 e_d + M_1 i_{pd}) \\ i_{sq} = \frac{1}{M_1^2 + M_2^2} (M_1 M_3 e_d - M_2 i_{pd}) \end{cases} \quad (9)$$

式中  $M_1 = 1 - \omega^2 LC, M_2 = \omega RC, M_3 = \omega C$ 。

可见, 在传统的输入侧单位功率因数控制下, 由于滤波器的存在, 网侧电流的  $q$  轴分量大于零, 其值随着功率的增大而减小。此时, 实际功率因数角  $\varphi$  为

$$\varphi = \arctan \frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \arctan \left( \frac{M_1 M_3 e_d - M_2 i_{pd}}{M_2 M_3 e_d + M_1 i_{pd}} \right) \quad (10)$$

实际功率因数角与滤波器参数、电源频率、输出功率等因素相关。虽然通过式(10)可解算出矩阵变换器输入电流指令, 使网侧保持单位功率因数, 但这种方法依赖于对系统参数的精确辨识, 一旦系统参数因环境而发生改变, 网侧势必无法保持单位功率因数, 矩阵变换器将对电网注入大量无功功率。

因此, 本文以  $i_d, i_q$  为控制量, 对网侧电流进行解耦控制,  $d, q$  轴控制器独立地控制网侧电流  $d, q$  轴分量, 实现对网侧电流波形与相位的准确控制。  $i_d, i_q$  的定义如式(11)所示:

$$\begin{cases} i_d = i_{pd} + \omega RC i_{sq} - \omega C e_q \\ i_q = i_{pq} - \omega RC i_{sd} + \omega C e_d \end{cases} \quad (11)$$

图 3 为网侧电流闭环的稳态控制系统, 通过给定  $i_{sd}^*, i_{sq}^*$  的值, 系统就能运行于给定功率因数点。当系统参数发生改变时, 误差量可由控制器中的积分器进行补偿, 使系统稳态误差达到最小。

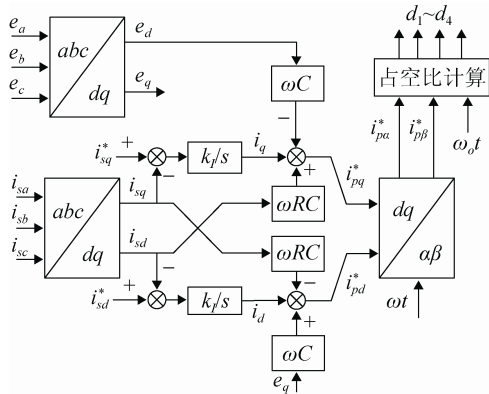


图 3 网侧电流闭环控制系统

在本文的双空间矢量调制策略中, 虚拟逆变侧调制比恒定为 1, 通过输出电角度就能确定输出电压矢量及其作用时间。输入侧电流矢量由参考矢量的  $\alpha\beta$  分量决定, 虚拟整流侧的调制比由  $i_{pa}^*, i_{pb}^*$  决定。

### 3 仿真研究

为验证本文所提控制策略的有效性, 在 Simulink 模块中搭建了额定功率 6 kW 的矩阵变换器模型, 分别以传统控制策略和网侧电流闭环控制策略进行了仿真研究, 表 2 给出了仿真模型参数。

表 2 仿真模型参数

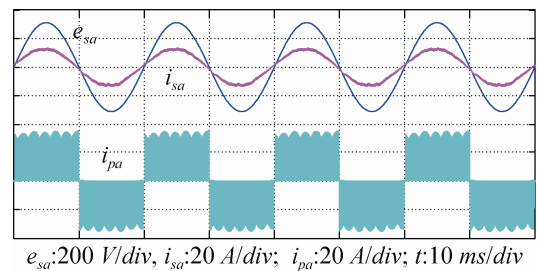
网侧参数	数值	输出侧参数	数值
电源电压有效值 $E$	220 V	输出电压有效值 $U_o$	115 V
电源角频率 $\omega$	$100\pi$	输出角频率 $\omega_o$	$200\pi$
滤波器电感 $L$	2 mH	滤波器电感 $L_o$	2 mH
滤波器电容 $C$	15 $\mu$ F	滤波器电容 $C_o$	9.5 $\mu$ F
电感寄生电阻 $R$	0.1 $\Omega$	开关频率 $f_s$	20 kHz

图 4 为传统控制策略, 即网侧开环控制下的网侧 a 相稳态波形, 其中(a)为 6 kW 时电源电压、电源电流和变换器输入侧电流波形图, 可见  $i_{pa}$  为

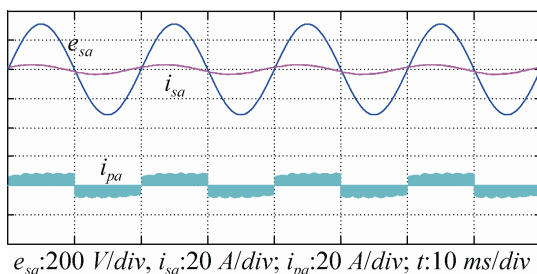
PWM 脉冲电流, 其相位和调制策略中所控制的一样, 与电源电压保持一致, 但此时电源电流相位超前电源电压, 相位超前叫约为  $6^\circ$ ; (b)为相同控制策略下 20%额定功率时的网侧波形,  $i_{pa}$  相位仍与  $e_{sa}$  一致, 但由于其数值较小, 导致  $i_{sa}$  相位的超前量变为  $31.4^\circ$ , 网侧功率因数进一步减小。

图 5 为网侧电流闭环控制下的网侧 a 相稳态波形, (a) 为额定功率下的波形, 与图 4 不同的是, 此时的  $i_{pa}$  相位略滞后于  $e_{sa}$ , 而  $i_{pa}$  与  $e_{sa}$  相位保持一致, 网侧工作于单位功率因数; (b) 同样为 20% 额定功率时的稳态波形,  $i_{pa}$  滞后于  $e_{sa}$  的相位增大, 但  $i_{pa}$  仍与  $e_{sa}$  保持同相位, 可见网侧电流闭环准确滴调整了变换器网侧电流的相位, 以此间接控制网侧电流, 使网侧始终工作于单位功率因数状态。

图 6 为 2 种控制策略下网侧功率因数角-功率曲线, 可见传统调制下的矩阵变换器只有工作在额定功率附近才能保持较高的功率因数, 但满载时也无法达到单位功率因数, 轻载时电网须提供大量无功功率。在网侧电流闭环控制时, 矩阵变换器无论在轻载还是重载时都能保持高功率因数。由于采样延迟和控制延迟的存在, 无法保证输入侧功率因数恒定为 1, 但功率因数角能保持在  $\pm 1^\circ$  以内。

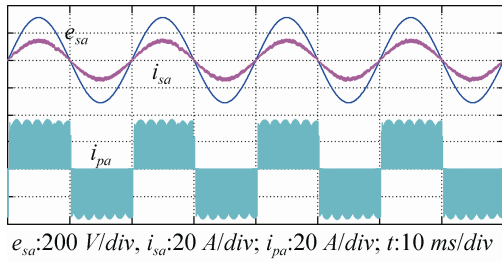


(a) 额定功率下电源电压、电流与输入侧电流波形

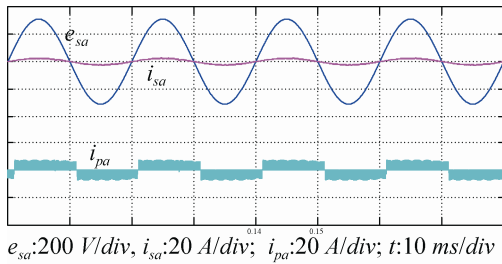


(b) 20%额定功率下电源电压、电流与输入侧电流波形

图 4 开环控制下的电源电压与电流



(a) 额定功率下电源电压、电流与输入侧电流波形



(b) 20%额定功率下电源电压、电流与输入侧电流波形

图 5 闭环控制下的电源电压与电流

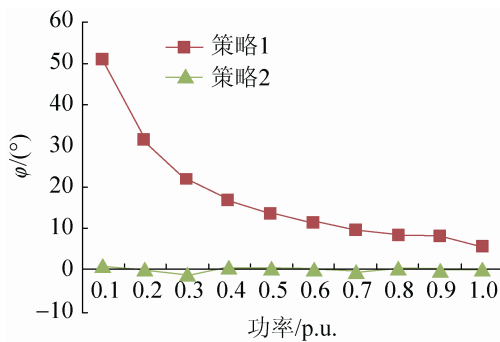


图 6 不同功率下的输入功率因数角

## 4 结论

研究了三相-三相矩阵变换器输入侧在三相静止坐标系和两相旋转坐标系下的数学模型, 研究了传统开环调制策略下的网侧功率因数角的实际值, 在此基础上提出了两相同步旋转坐标系下的网侧电流闭环控制系统。仿真结果表明, 无论轻载还是重载, 本文所提网侧电流闭环控制策略能较为准确地控制网侧功率因数, 有效提高了矩阵变换器的效率。

## 参考文献:

- [1] 杨喜军, 龚幼民, 叶梵生. 矩阵式变换器的理论与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 1-13.
- [2] Yamamoto E, Hara H, Uchino T, et al. Development of mcs and its application in industry [industry forum] [J]. Industrial Electronics Magazine IEEE, 2011, 5(1): 4-12.
- [3] Itch J, Takahashi H, Haruna J. A high energy saving interface system using a matrix converter between a power grid and an engine generator for bio diesel fuel [C]// Power Tech, 2011 IEEE Trondheim. USA: IEEE, 2011: 1-7.
- [4] N Nguyen Quang, D A Stone, C M Bingham, et al. A three-phase to single-phase matrix converter for high-frequency induction heating [C]// Power Electronics and Applications, 13th European Conference on, 2009. 1-10.
- [5] 肖鲲, 王莉娜, 裴晓宇. 多电飞机中双极矩阵变换器的改进控制方法 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(增 1): 8-14.
- [6] 栗梅, 孙尧, 覃恒思, 等. 矩阵变换器输入滤波器的多目标优化设计 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 70-75.
- [7] 陆晓楠, 孙凯, 李刚, 等. 双级矩阵变换器网侧功率因数的控制方法 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 108-114.
- [8] 宋卫章, 钟彦儒, 李洁. 带相位补偿环节的双级矩阵变换器网侧电流闭环控制 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 77-84.
- [9] Nguyen H M, Lee H H, Chun T W. Input power factor compensation algorithms using a new direct-SVM method for matrix converter [J]. Industrial Electronic IEEE Transactions on (S0278-0046), 2011, 58(1): 232-243.
- [10] Kwak S. Indirect matrix converter drives for unity displacement factor and minimum switching losses [J]. Electric Power Systems Research (S0378-7796), 2007, 77(5): 447-454.