

# 双级矩阵变换器输入电压不平衡控制策略

李刚, 孙凯, 黄立培

(清华大学电机系电力系统及大型发电设备安全控制国家重点实验室, 北京 100084)

**摘要:** 双级矩阵变换器(又称为间接矩阵变换器)是一种新的矩阵变换器拓扑,存在中间直流环节,但不包含储能的电容或者电感。因此,当输入侧电压不平衡时,输入输出电流波形将直接受到影响,降低了双级矩阵变换器的性能。针对这一问题,本文提出了一种基于瞬时无功理论的补偿方法。在输入电压不平衡情况下,该方法控制输入侧有功为恒定,构造输入电流矢量参考值,并对整流级电路和逆变级电路分别采用空间矢量脉宽调制,从而保证输出性能的稳定。实验结果表明,该方法有效地减小了输入输出电流中的谐波含量,改善了变换器的性能。

**关键词:** 双级矩阵变换器; 不平衡; 瞬时无功

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2009)04-0006-04

## 1 引言

矩阵变换器自提出以来,由于具有能实现输入输出正弦波形,输入侧功率因数为1,不需要储能元件等特性,矩阵变换器成为了研究热点<sup>[1,2]</sup>。双级矩阵变换器(Two-stage matrix converter, TSMC)是矩阵

变换器的一种新的拓扑形式。图1是基于RB-IGBT的双级矩阵变换器拓扑结构。与传统矩阵变换器相比,TSMC具有一系列优点<sup>[3]</sup>:箝位电路简单,只需要一个二极管和电容;整流级开关可实现零电流换流,逆变级采用传统电压逆变器的换流方法,系统换流控制简单;具有中间直流环节,对整流级和逆变级可

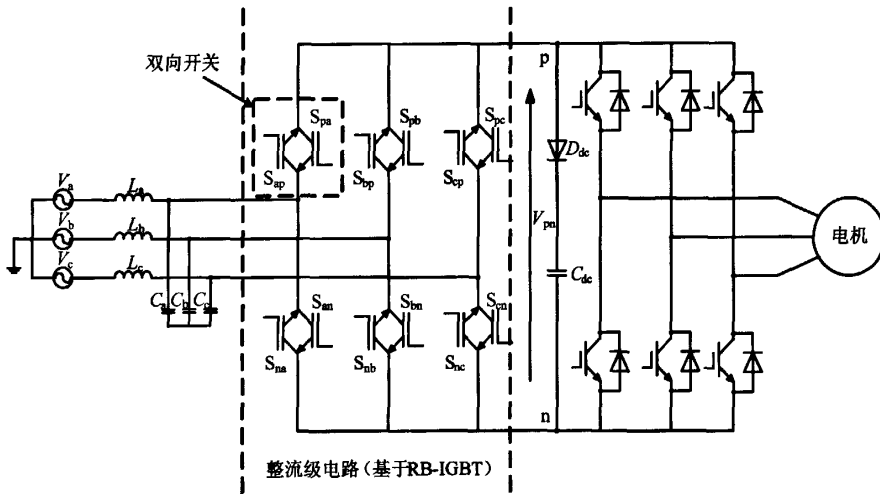


图1 基于RB-IGBT的双级矩阵变换器拓扑结构  
Fig.1 Topology of TSMC using RB-IGBT

收稿日期: 2009-02-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50607012)

作者简介: 李刚(1981-),男,湖北籍,博士研究生,主要研究方向是矩阵变换器技术;

孙凯(1977-),男,北京籍,助研,博士,主要研究方向是新型电力电子变换器和高性能交流调速技术;

黄立培(1947-),男,江苏籍,教授/博导,主要研究方向是电机驱动控制,电力电子技术及应用。

分别采用成熟的 PWM 调制方法,降低了系统控制难度;可以实现多输入多输出系统等。对其研究与开发得到了广泛的关注。

由图 1 可以知道,双级矩阵变换器中间直流环节上除了构成箝位电路二极管  $D_{dc}$  和电容  $C_{dc}$  外,没有储能元件,输入输出直接相关。因此,输入电压不平衡时,直接会影响输出侧的性能。文献[4]提出输入电压不平衡时,通过改变双级矩阵变换器的开关传递函数的方法进行补偿控制。文献[5]提出通过改变箝位电路的电容来对输入电压不平衡进行补偿,以改善输出性能。文献[6]提出电压前馈补偿方法,在输入电压不平衡时通过改变虚拟整流器的调制系数来改善矩阵变换器的输出性能。本文提出一种基于瞬时无功理论的补偿方法,该方法通过对输入电流进行控制,保证输入有功恒定,从而改善输入电压不平衡时的输出性能。该方法不需要更改硬件,只需要改变整流级调制策略的电流参考矢量即可完成。

## 2 双级矩阵变换器调制策略

双级矩阵变换器的逆变级为传统电压型逆变器,采用 SVPWM 调制策略,因此双级矩阵变换器的调制策略主要是整流级电路的调制策略。双级矩阵变换器存在中间直流环节,在考虑整流级电路的控制策略时,将逆变级电路和电机作为电流源。

三相输入电流可以表示为,

$$i_j = S_j \cdot i_{dc} \quad j = a, b, c \quad (1)$$

只有上桥臂开通时,  $S_j = 1$ 。只有下桥臂开通时,  $S_j = -1$ 。当上下桥臂同时开通或者关断,  $S_j = 0$ 。电流空间矢量可以表示为,

$$\mathbf{I} = i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{-j2\pi/3} \quad (2)$$

由式(1)和(2)可以得到,

$$\mathbf{I} = i_{dc} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{-j2\pi/3}) \quad (3)$$

整流级电路的电流空间矢量如图 2 所示。  $\mathbf{I}_{ref}$  是参考电流空间矢量,  $\theta$  是其空间角。

参考电流矢量  $\mathbf{I}_{ref}$  由两个非零矢量和零矢量来合成,由图 2 可以得到每个矢量的作用时间,  $m$  为调制比,  $T_s$  为 PWM 周期。

$$\begin{cases} t_1 = mT_s \sin(\pi/2 - \theta) / \sin(\pi/3) \\ t_2 = mT_s \sin(\theta - \pi/6) / \sin(\pi/3) \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (4)$$

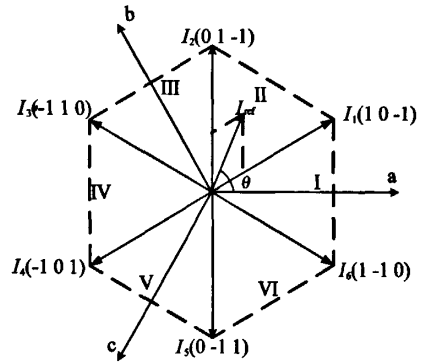


图 2 整流级电路电流空间矢量

Fig.2 Space current vector of rectifier

## 3 补偿控制策略

首先计算整流级电路采用 SVM 调制时的直流环节的平均电压。以图 2 中的区间 I 为例,矢量  $\mathbf{I}_a(1, -1, 0)$  对应输出电压  $u_{ab}$ , 矢量  $\mathbf{I}_b(1, 0, -1)$  对应输出电压  $u_{ac}$ , 根据其作用时间可以得到 PWM 一个周期内直流环节平均电压  $\bar{u}_{dc}$ , 简称“一周期平均电压”。

$$\bar{u}_{dc} = \frac{u_{ac} t_1 + u_{ab} t_2}{T_s} = \frac{(u_a - u_c) t_1 + (u_a - u_b) t_2}{T_s} \quad (5)$$

假设输入电流矢量相位滞后输入电压矢量  $\alpha$  角,有,

$$\theta = \omega t + \alpha \quad (6)$$

将式(4)、(6)代入式(5)可以得到,

$$\bar{u}_{dc} = \sqrt{3} m U_m \cos \alpha \quad (7)$$

式中,  $U_m$  为输入相电压幅值。

由此可以看出,整流级电路采用 SVM 调制时,直流环节一周期平均电压是恒定的。

逆变级电路采用 SVPWM 调制时,输出电流为平衡时,中间直流环节一周期平均电流也是恒定的。

$$\bar{i}_{dc} = M I_m \cos \beta \quad (8)$$

式中,  $M$  为逆变级电路调制比,  $I_m$  为输出线电流幅值,  $\beta$  为输出电流矢量与输出电压矢量的相位差。

整流级电路采用 SVM 调制时,输入电流矢量的幅值由调制比和直流环节的电流决定,在直流环节的一周期平均电流和调制比恒定的情况下,输入电流矢量的幅值是恒定的。输入电压平衡,其矢量幅值也是恒定的,这时输入侧有功是恒定的。双级矩阵变换器中间直流环节没有储能元件,因此其输入

输出有功是相等的。于是有,

$$P_{in} = P_{out} = \text{const} \quad (9)$$

同理,直流环节一周期平均电压是恒定的,逆变级电路采用 SVPWM 调制,输出电压矢量由直流环节电压和调制比决定,其幅值恒定。负载平衡的情况下,输出电流矢量幅值也是恒定的,三相输出电流平衡且为正弦的。

当输入电压不平衡时,如果按照正常 SVM 调制策略,由式(7)可以知道,直流环节一周期平均电压不能保持恒定,逆变级电路采用 SVPWM 调制时,输出电压矢量的幅值不恒定,输出电流发生畸变,波形质量变差。

根据上述分析可以知道,要对输入电压不平衡进行补偿,就需要保证直流环节一周期平均电压保持恒定。逆变级电路经过 SVPWM 调制,在三相平衡负载情况下,输出电流矢量幅值恒定,输出侧有功为恒定。根据式(9)可知,此时输入侧有功也为恒定。

由上可知,输入电压不平衡时,只要输入侧有功控制为恒定,直流环节的一周期平均电压就可以保持恒定,并使输出侧电压矢量幅值恒定,输出电流为正弦,达到补偿效果。

假设不平衡的电压为,

$$\begin{cases} u_a = U_p \cos(\omega_i t + \delta) + U_n \cos(\omega_i t + \gamma) \\ u_b = U_p \cos(\omega_i t - 2\pi/3 + \delta) \\ \quad + U_n \cos(\omega_i t + 2\pi/3 + \gamma) \\ u_c = U_p \cos(\omega_i t + 2\pi/3 + \delta) \\ \quad + U_n \cos(\omega_i t - 2\pi/3 + \gamma) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $U_p$  为正序分量的幅值,  $U_n$  为负序分量的幅值,  $\delta$  和  $\gamma$  为正负序分量的初始相位。

给定输入电流参考值也由正序分量和负序分量构成,

$$\begin{cases} i_a = I_p \cos(\omega_i t + \lambda) + I_n \cos(\omega_i t + \varphi) \\ i_b = I_p \cos(\omega_i t - 2\pi/3 + \lambda) \\ \quad + I_n \cos(\omega_i t + 2\pi/3 + \varphi) \\ i_c = I_p \cos(\omega_i t + 2\pi/3 + \lambda) \\ \quad + I_n \cos(\omega_i t - 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $I_p$  为正序分量的幅值,  $I_n$  为负序分量的幅值,  $\lambda$  和  $\varphi$  为正负序分量的初始相位。

这时,输入侧瞬时功率为,

$$P_{in} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (12)$$

将式(10)和(11)代入式(12)可以得到,

$$P_{in} = 1.5 [ U_p I_p \cos(\delta - \lambda) + U_n I_n \cos(\gamma - \varphi) + U_p I_n \cos(2\omega_i t + \delta + \varphi) + U_n I_p \cos(2\omega_i t + \gamma + \lambda) ] \quad (13)$$

要使上式保持为恒定的值,需要将交流分量  $\cos(2\omega_i t + \delta + \varphi)$  和  $\cos(2\omega_i t + \gamma + \lambda)$  消掉,这样就有,

$$\begin{aligned} \delta + \varphi &= \gamma + \lambda \\ U_p I_n &= -U_n I_p \end{aligned} \quad (14)$$

由此可以获得输入电流参考矢量。

输入电压不平衡时,根据式(11)确定整流级电路的 SVM 调制的输入电流参考矢量,可保证直流环节的平均电压保持恒定。因此对输入电压不平衡的补偿方法集中在分解输入电压正负序分量,本文采用瞬时无功理论来计算正负序分量。

假设三相电压为正序平衡的,在  $\alpha\beta$  坐标系中,瞬时有功、无功  $pq$  如图3所示,其中有功  $p$  轴与三相基波电流合成矢量重合,无功  $q$  轴滞后  $p$  轴  $90^\circ$ ,  $pq$  坐标轴以电压角频率旋转,

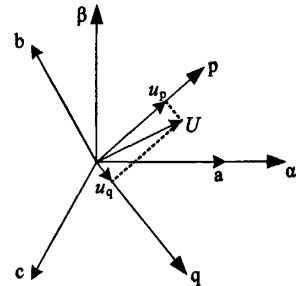


图3  $\alpha\beta$  坐标系中的瞬时有功与无功

Fig.3 Instantaneous active and reactive power in  $\alpha\beta$  frame

三相电压在  $pq$  坐标轴上分解为  $u_p$ 、 $u_q$  分量,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) & \cos(\omega_i t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega_i t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega_i t) & \sin(\omega_i t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega_i t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

将  $u_p$ 、 $u_q$  分解为直流分量和交流分量,

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_p \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix}$$

其中,直流分量  $\bar{u}_p$  对应于基波正序有功电压,

直流分量  $\bar{u}_d$  对应于基波正序无功电压, 交流分量  $\bar{u}_p$  对应于基波负序有功电压,  $\bar{u}_q$  对应于基波负序无功电压。

将式(10)代入式(15)可以得,

$$\begin{cases} u_p = 1.5[U_p \cos \delta + U_n \cos(2\omega_i t + \gamma)] \\ u_q = 1.5[U_p \sin \delta + U_n \sin(2\omega_i t + \gamma)] \end{cases} \quad (16)$$

经过低通滤波器之后, 获得直流分量, 即可求得  $U_p$  和  $\delta$ 。

为了求得负序分量, 在式(15)中将输入电压的相序调整为负序, 即  $[u_a \ u_c \ u_b]'$ , 可以得到:

$$\begin{cases} u_p = 1.5[U_n \cos \gamma + U_p \cos(2\omega_i t + \delta)] \\ u_q = 1.5[U_n \sin \gamma + U_p \sin(2\omega_i t + \delta)] \end{cases}$$

经过低通滤波器之后, 获得直流分量, 即可求得  $U_n$  和  $\gamma$ 。

在求得了  $\delta$  和  $\gamma$  之后, 根据输入侧功率因数的要求, 可由电压正序分量相位角  $\delta$  确定电流正序分量相位角  $\lambda$  的值, 再代入式(14)后即可求得电流负序分量的相位角  $\varphi$ 。电流正负序分量按照标么值来处理, 确定  $I_p = 1$ , 将求得的  $U_p$  和  $U_n$  代入式(14)即可求得  $I_n$ 。这样就可以确定参考电流矢量, 根据整流级电路的 SVM 调制即可获得各矢量作用时间, 确定开关状态。

### 4 实验结果

为了验证提出的输入电压不平衡补偿方法, 在已研制的基于 RB-IGBT 的双级矩阵变换器的样机上<sup>[7,8]</sup>进行实验, 输入滤波器  $L = 0.7\text{mH}$ ,  $C = 20\mu\text{F}$ , 输出带三相平衡感性负载。输入电压 a 相幅值为 b、c 两相的 0.6 倍时, 补偿前后输入电流的实验波形及其频谱如图 4(a) 和 (b) 所示。输出电流的实验波形及其频谱如图 5(a) 和 (b) 所示。

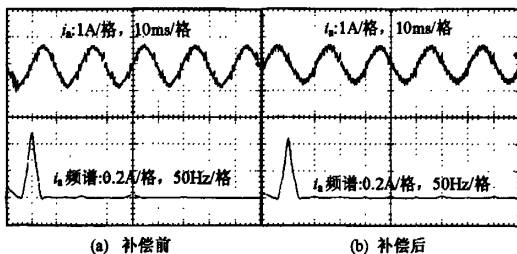


图4 输入电压不平衡时输入电流及其频谱

Fig.4 Waveform and spectrum of input current under unbalanced input voltage

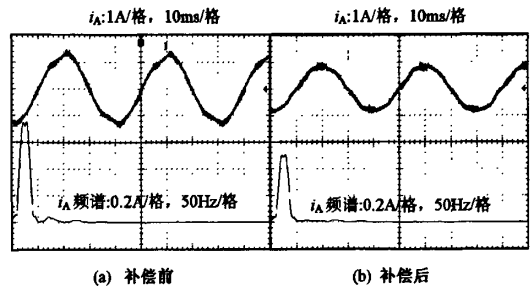


图5 输入电压不平衡输出电流及其频谱

Fig.5 Waveform and spectrum of output current under unbalanced input voltage

根据文献[6]可以知道, 输入电压不平衡时, 输入电流中谐波以 3、5 次为主, 而输出电流中的谐波频率主要是 2 倍输入频率  $\pm$  输出频率, 因此主要是 75Hz 和 125Hz。输入电压不平衡时补偿前后输入电流的主要谐波(150Hz、250Hz)对比如表 1 所示, 输出电流的主要谐波(75Hz、125Hz)对比如表 2 所示。

表1 输入电压不平衡补偿前后输入电流主要谐波

Tab.1 Comparison of main harmonics in input current

	补偿前	补偿后
150Hz	2.88%	2.28%
250Hz	6.19%	3.05%

表2 输入电压不平衡补偿前后输出电流主要谐波

Tab.2 Comparison of harmonics in output current

	补偿前	补偿后
75Hz	4.73%	2.01%
125Hz	2.69%	2.47%

由图 4、5 和表 1、2 可以看出, 输入电压不平衡导致输入输出电流发生畸变, 采用基于瞬时无功理论的输入电流控制方法后, 输出电流波形得到改善, 谐波成分明显减少, 波形质量得到提高。

### 5 结论

本文结合双级矩阵变换器的拓扑结构特点, 对整流级电路和逆变级电路分别采用 PWM 调制算法。在输入电压不平衡时, 根据瞬时无功理论将输入电压分解为有功分量和无功分量, 控制输入侧有功为恒定, 构造输入电流参考矢量, 对输入电压不平衡进行补偿, 以改善输出性能。实验结果表明, 提出的方法能够有效地补偿输入电压不平衡对双级矩阵变换器输出侧的影响, 改善输入输出电流波形。

(下转第 65 页, cont. on p.65)

at the growing rise at home and abroad. This paper discusses network mode of 500kV digital substation and gives the network scheme debated by many experts of various specialities using 500kV Haining and Lanxi digital substation as examples, and that 500kV Lanxi is the first three-tier architecture 500kV substation based on the IEC61850 digital substation. At the same time the case based on the RUGGEDCOM is presented on the paper.

**Key words:** 500kV digital substation; network mode; IEC61850

(上接第9页, cont. from p.9)

**参考文献 (References):**

- [1] 周大宁, 刘亚东, 黄立培 (Zhou Daning, Liu Yadong, Huang Lipei). RB-IGBT 矩阵变换器传动系统中的一种新颖两步换流策略 (A novel 2-step commutation method in RB-IGBT based matrix converter drive system) [J]. 电工电能新技术 (Adv. Tech. of Elec. Eng. & Energy), 2006, 25(3): 1-4.
- [2] 孙宇平, 徐福媛 (Sun Yuping, Xu Fuyuan). 可编程逻辑器件 (PLD) 在矩阵变换器中的应用 (Application of programmable logic device (PLD) to matrix converter) [J]. 电工电能新技术 (Adv. Tech. of Elec. Eng. & Energy), 2003, 22(1): 72-76.
- [3] Wei Lixiang, Chan H, Lipo T A. Matrix converter topologies with reduced number of switches [A]. IEEE PESC'02 [C], Cairns, Australia, 2002. 57-63.
- [4] Lixiang Wei, Yochi Matsushita, Thomas A Lipo. Investigation of dual-bridge matrix converter operating under unbalanced source [A]. IEEE PESC2003 [C]. Acapulco, Mexico, 2003. 1293-1298.
- [5] Wijekoon T, Klumpner C, Wheeler P. Improvement of output voltage capability of a two stage direct power converter under unbalanced input voltages [A]. EPE 2005 [C]. Dresden, 2005. 1-14.
- [6] 孙凯, 周大宁, 黄立培, 等 (Sun Kai, Zhou Daning, Huang Lipei, et al.). 矩阵式变换器在电源异常时的运行性能分析 (Analysis on matrix converter operation in abnormal conditions) [J]. 电工电能新技术 (Adv. Tech. of Elec. Eng. & Energy), 2004, 23(2): 9-12.
- [7] 李刚, 孙凯, 黄立培 (Li Gang, Sun Kai, Huang Lipei). 基于 RB-IGBT 的双级矩阵变换器整流级电路 (Rectifier for a two-stage matrix converter using RB-IGBT) [J]. 清华大学学报 (J Tsinghua Univ.), 2009, 49(1): 37-40.
- [8] Gang Li, Kai Sun, Lipei Huang. A novel algorithm for space vector modulated two-stage matrix converter [A]. IEEE ICEMS 2008 [C], Wuhan, China, 2008. 1316-1320.

## Control strategy of two-stage matrix converter under unbalanced input voltages

LI Gang, SUN Kai, HUANG Li-pei

(State Key Lab of Security Control and Simulation of Power Systems and Large Scale Generation Equipments, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** Two-stage matrix converter (TSMC, also named indirect matrix converter) is a novel topology of matrix converters, which is a direct three-phase AC to AC power conversion device. It has a real DC link, but without energy-stored capacitor or inductor. Input voltage unbalance in the source of TSMC can immediately reflect to the output side and lower its performance. In order to reduce the effect of input voltage unbalance, a compensation method based on instantaneous reactive power theory is proposed in this paper. Under unbalanced input voltages, the active power of input side is controlled as constant. The positive and negative sequence components of the unbalanced input voltages are calculated and the input current reference space vector is constructed. The rectifier and inverter can use space vector PWM algorithms respectively. The output performance of TSMC can be stabilized. The experimental results show the proposed method can reduce the harmonics of input and output currents so as to improve the performance of TSMC.

**Key words:** two-stage matrix converter; unbalance; instantaneous reactive power