

双级矩阵变换器驱动异步电动机的特性分析

粟梅¹, 许新东², 李丹云¹, 张泰山¹

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙, 410083;
2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭, 411105)

摘要:分析了双级矩阵变换器的拓扑结构特点;推导出双级矩阵变换器整流级的脉宽调制算法和逆变级的空间矢量调制策略,并阐述了零电流换流的原理。在 MATLAB/SIMULINK 平台上建立了双级矩阵变换器的仿真模型,并针对其驱动异步电动机启动、运行的开环系统进行仿真。仿真结果验证了所提出的控制策略的可行性和正确性,表明双级矩阵变换器输入电压和电流为正弦脉冲,且基本同相位;输出线电压为正弦脉冲宽度调制且基波分量为绝对主要成分,具有优良的输入和输出特性。

关键词:双级矩阵变换器; PWM 整流; 零电流换流; 空间矢量调制; 异步电动机

中图分类号: TM311 **文献标识码:** A **文章编号:** 1672-7207(2005)04-0658-06

Performance analysis of two-stage matrix converter driven asynchronous motor

SU Mei¹, XU Xin-dong², LI Dan-yun¹, ZHANG Tai-shan¹

(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China;
2. School of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: The features of the two-stage matrix converter topology were analysed, and then the pulse-width modulation strategy for the rectifier side and the space vector pulse width modulation strategy for the inverter side were deduced. And the principle of zero current commutation was elaborated. The simulating model of the two-stage matrix converter was set up under MATLAB/SIMULINK. In order to investigate the starting-up and running process in AC frequency conversion for asynchronous motor, a lot of simulation researches were carried out. Simulation results demonstrate that the input current is sinusoidal input and in phase with the input voltage and the major component of output voltage is the fundamental component, which verify the correctness and availability of the proposed strategies and excellent performance of the two-stage matrix converter.

Key words: two-stage matrix converter; pulse width modulation rectification; zero current commutation; space vector modulation; asynchronous motor

随着电力电子技术、微电子技术和计算机技术的高速发展,以及人们对电力变换装置性能要求的提高,矩阵变换器日益受到重视,成为电力变换器中的研究热点。矩阵变换器是一种“绿色”的直接变换型交流—交流电力变换装置^[1],其优于传统脉宽调制(PWM)变频器的特性在于能量双向流通、电流正弦输入与输出、输入功率因数可控、体积小等。自

20 世纪 80 年代以来,随着功率器件的发展和各种调制理论的提出,虽然矩阵变换器的研究和开发取得了很大的进展^[2~5],但至今仍停留在理论研究和实验室样机阶段。其主要原因是传统单级矩阵变换器存在功率开关元件数量多(一般需要 18 个 IGBT 和 18 个二极管)、控制算法复杂及换流困难等问题。

双级矩阵变换器的提出^[6,7]在一定程度上解

收稿日期:2005-05-16

基金项目:湖南省自然科学基金资助项目

作者简介:粟梅(1967-),女,湖南汉寿人,博士研究生,副教授,从事电力系统自动化、电力电子及电力传动方面的研究

论文联系人:粟梅,女,副教授;电话:0731-8830584-105(O);E-mail:sumeisu@yahoo.com.cn

决了以上传统矩阵变换器所面临的问题。双级矩阵变换器不仅能够实现传统矩阵变换器的所有功能,并且具有功率开关器件相对较少、箝位电路大大简化、换流简单可靠、控制算法的复杂性降低等优点。在交流调速系统中,使用双级矩阵变换器驱动异步电动机,一方面能够实现较好的传动性能,另一方面也可以满足日益严格的电网电能质量的要求。

1 双级矩阵变换器拓扑结构分析

双级矩阵变换器的拓扑结构如图 1 所示。双级矩阵变换器由整流级和逆变级 2 部分组成,需要 15 个 IGBT 和 18 二极管,与传统单级矩阵变换器相比,开关器件数目减少。为使开关器件在关断时不受大电压与大电流的冲击,一般需要设置相应的箝位电路。传统矩阵变换器的箝位电路需要一组复杂的二极管与电容器件^[8]。双级矩阵变换器的箝位电路见图 1 所示的 D_c 与 C_c 串联部分。

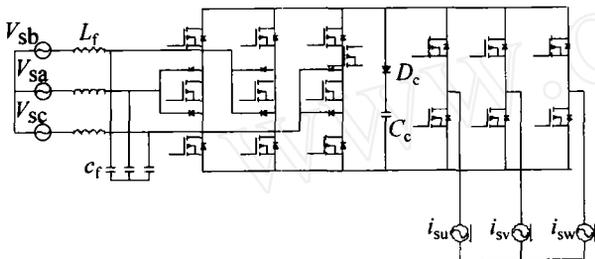


图 1 具有 15 个开关的双级矩阵变换器拓扑结构图

Fig. 1 15-switch topology of two-stage matrix converter

双级矩阵变换器的控制方式,类似于双 PWM AC/DC/AC 变频器,分为两级控制,其整流端采用 PWM 控制,逆变端采用 SVPWM 控制,调制策略比传统矩阵变换器简单得多。更重要的是可以通过控制逆变端的开关状态,使其在整流端换流时为零开关状态,将输出全部短路,迫使直流端输出开路,电流为零,从而整流端的开关可以在零电流条件下自由换流,几乎没有开关损耗^[9],并且由于整流部分的功率开关占有功率开关数量的 2/3,所以,开关导通损耗大幅度降低。

2 双级矩阵变换器调制策略

为了方便说明双级矩阵变换器调制原理,采用如图 2 所示的 18 个功率开关的双级拓扑结构。对

于其他拓扑结构,其调制原理相同,只是选择开关状态不同。图 2 中 $S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}, S_{an}, S_{bn}$ 和 S_{cn} 为理想双向开关, $S_{up}, S_{vp}, S_{wp}, S_{un}, S_{vn}$ 和 S_{wn} 为 IGBT 功率器件。

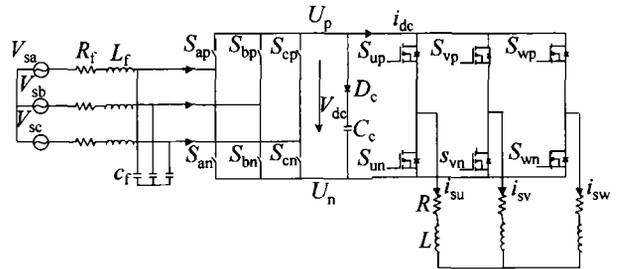


图 2 带有箝位电路双级矩阵变换器拓扑结构图

Fig. 2 Two-stage matrix converter with clamp circuit

设双级矩阵变换器三相输入相电压为:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega t) \\ V_m \cos(\omega t - 2/3) \\ V_m \cos(\omega t - 4/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos a \\ V_m \cos b \\ V_m \cos c \end{bmatrix} \quad (1)$$

并且输出电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \cos(\omega t + \phi) \\ I_o \cos(\omega t + \phi - 2/3) \\ I_o \cos(\omega t + \phi - 4/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \cos \phi_{oa} \\ I_o \cos \phi_{ob} \\ I_o \cos \phi_{oc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中: ω 和 ϕ 分别为输入和输出角频率; ϕ 为输出相电流的初相位角; V_m 和 I_o 分别为输入相电压和输出相电流的幅值。

2.1 整流级 PWM 调制

整流级 PWM 调制的目的是在保持中间直流上正下负的同时,保证输入端单位功率因数整流。为了简化整流级分析,忽略图 2 所示的输入滤波器,即 $L_f = 0, C_f = 0$ 。

为了使 $V_{pn} > 0$,并且尽可能地充分利用三相输入线电压以合成较大的直流电压,本文作者采用一种新的 PWM 调制策略。由于输入端电压对称平衡,将三相正弦输入电压按每 60°划分 1 个区间,1 个工作周期被划分为 6 个区间,使每个区间内有两相的相电压值符号相同,而与第三相符号相反(见图 3)。在图 3 所示的区间 1 中, V_{sa} 为正, V_{sb} 和 V_{sc} 为负。为保持中间直流上正下负,可以将 V_{sa} 一直导通,而将 V_{sb} 与 V_{sc} 轮流导通实现 PWM 高频整流。这样,每个开关周期分为 2 段:第 1 段整流级开关 S_{ap} 和 S_{bn} 导通,其他开关关断,直流端电压为 $V_{pn} = V_{sa} - V_{sb}$;第 2 段中 S_{ap} 和 S_{cn} 导通,其他开关关断,直

流端电压为 $V_{pn} = V_{sa} - V_{sc}$ 。

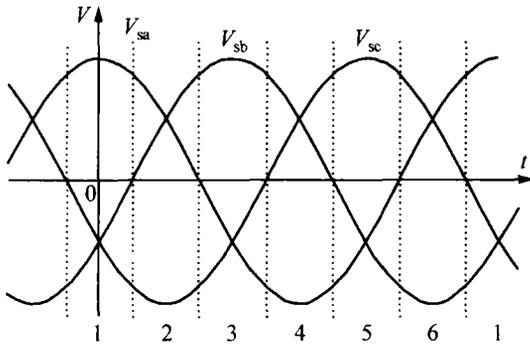


图3 整流分区

Fig. 3 Intervals of rectifier

对其他5个区间采用同样的方法得到如表1所示的开关状态表。

表1 PWM整流的开关状态

Table 1 Switching sequence of PWM rectifier

区间号	第1段		第2段	
	接通开关	直流电压	接通开关	直流电压
1	S_{ap}, S_{bn}	$V_{sa} - V_{sb}$	S_{ap}, S_{cn}	$V_{sa} - V_{sc}$
2	S_{cn}, S_{ap}	$V_{sa} - V_{sc}$	S_{cn}, S_{bp}	$V_{sb} - V_{sc}$
3	S_{bp}, S_{cn}	$V_{sb} - V_{sc}$	S_{bp}, S_{an}	$V_{sb} - V_{sa}$
4	S_{an}, S_{bp}	$V_{sb} - V_{sa}$	S_{an}, S_{cp}	$V_{sc} - V_{sa}$
5	S_{cp}, S_{an}	$V_{sc} - V_{sa}$	S_{cp}, S_{bn}	$V_{sc} - V_{sb}$
6	S_{bn}, S_{cp}	$V_{sc} - V_{sb}$	S_{bn}, S_{ap}	$V_{sa} - V_{sb}$

为实现整流级输入端的单位功率因数,应保证各相输入相电流与输入相电压同相位,即从各相输入端看进去,等效输入阻抗为纯电阻,各相的瞬时输入相电压和相电流满足:

$$\frac{V_{sa}}{i_{sa}} = \frac{V_{sb}}{i_{sb}} = \frac{V_{sc}}{i_{sc}} = R_o \quad (3)$$

由于PWM调制频率相对于被调制频率足够快,可以假定在1个PWM开关周期 T_s 内,整流级输出电流(即中间直流部分电流)为恒定值 \bar{i} ,输出电压为恒定值 \bar{v} 。现以区间1的调制过程为例,推导占空比的计算公式。

如表1所示,在每个PWM开关周期中,开关 S_{ap} 一直接通,而 S_{bn} 和 S_{cn} 交替接通,电流从a相流入,分别从b相和c相流出。假定 d_b 和 d_c 分别为 S_{bn} 和 S_{cn} 在该PWM开关周期中的占空比,则

$$d_b + d_c = 1; \quad (4)$$

$$\bar{i} = i_{sa} = (d_b + d_c) \cdot \bar{i} = -(i_{sb} + i_{sc}); \quad (5)$$

$$i_{sb} = -d_b \bar{i}; \quad (6)$$

$$i_{sc} = -d_c \bar{i}; \quad (7)$$

$$\bar{v} = d_b \cdot (V_{sa} - V_{sb}) + d_c \cdot (V_{sa} - V_{sc}) \quad (8)$$

为了获得整流级输入端单位功率因数的调制策略,将式(5),(6),(7)和(1)代入式(3)得:

$$d_b = -\frac{\cos \theta_b}{\cos \theta_a}; \quad (9)$$

$$d_c = -\frac{\cos \theta_c}{\cos \theta_a} \quad (10)$$

将公式(9)和(10)代入式(8)得:

$$\bar{v} = \frac{3V_m}{2|\cos \theta_a|} \quad (11)$$

式(11)表明,在区间1的整流输出电压 \bar{v} 是 $\cos \theta_a$ 的函数,在1个PWM开关周期内是恒定不变的,但在整个区间内是一个上正下负的脉动电压,变化范围是 $1.5V_m \sim \sqrt{3}V_m$ 。其他区间占空比可用上述分析方法得到,从而可实现单位功率因数整流。

2.2 逆变级空间矢量调制

逆变级的结构与传统逆变器一样,故可采用性能优良的空间矢量调制策略。假设逆变级输出参考电压矢量为:

$$V_{oL} = m_v \cdot (3V_m/2) \times \mathbf{o} \quad (12)$$

式中: $V_{oL} = V_{su} + V_{sv} \cdot e^{j2/3} + V_{sw} \cdot e^{-j2/3}$; \mathbf{o} 为参考输出电压的初相角; m_v 为调制系数。

逆变级开关8种有效组合映射到空间中的8个静止矢量的位置^[10]如图4所示,由6个互差60°的有效矢量和2个零电压矢量组成。根据空间矢量调制技术,在1个调制周期内,逆变级输入直流电压恒定不变,如式(12)所示,参考输出电压矢量 V_{oL} 可由2个相邻的空间状态矢量 V_1, V_2 及零状态矢量 V_0 合成得到。

由正弦定理可知,其开关占空比分别为:

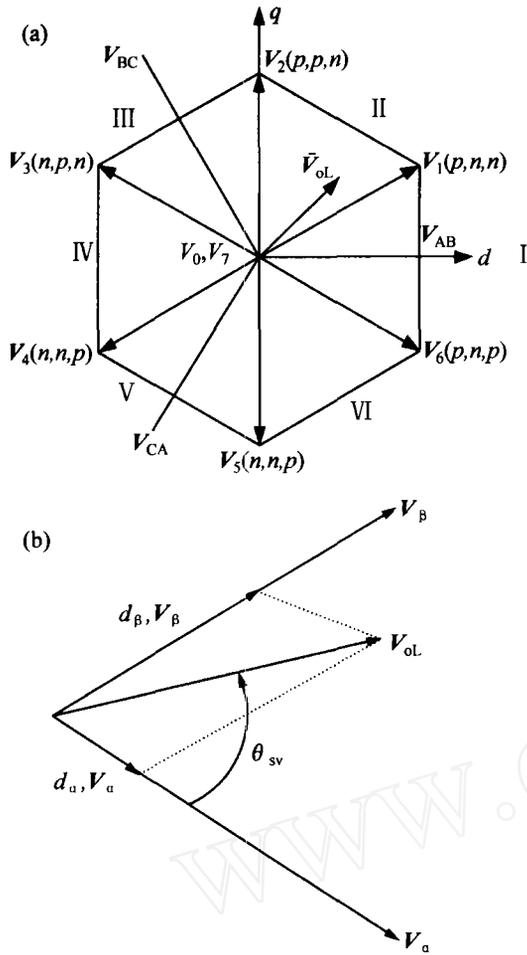
$$\begin{cases} d = T/T_s = m_v \cdot |\cos \theta_{in}| \cdot \sin(60^\circ - \theta_{sv}); \\ d = T/T_s = m_v \cdot |\cos \theta_{in}| \cdot \sin \theta_{sv}; \\ d_0 = T_{0v}/T_s = 1 - d - d \end{cases} \quad (13)$$

式中: m_v 为调制系数,且 $0 < m_v < 1$; θ_{sv} 为区间角; T_s 为开关周期; T, T 和 T_{0v} 为开关的导通时间; d, d 和 d_0 为开关的占空比。

由于整流级每一个开关周期分为2段,为了协调整流级和逆变级,把逆变级每个开关周期也分为2段。通过式(13)计算得到图4中 V_1, V_2 和 V_0 的占空比之后,再将它们按照整流级占空比分配为2段进行调制。以整流级工作在区间1,逆变级参考电压空间矢量在扇区I加以说明。

a. 在整流级区间1第1段时,逆变级 V_1, V_2 和

V_0 的占空比根据下式求得:



(a) 状态矢量图; (b) 电压空间矢量合成
图4 逆变器空间矢量调制

Fig. 4 Voltage space vector and its composition diagram

$$\begin{cases} d_{1b} = d_1 \cdot d_b = d_1 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos b}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}; \\ d_{2b} = d_2 \cdot d_b = d_2 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos b}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}; \\ d_{0b} = d_0 \cdot d_b = d_0 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos b}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}. \end{cases} \quad (14)$$

b. 在整流级区间第2段时, 逆变级 V_1, V_2 和 V_0 的占空比根据下式求得:

$$\begin{cases} d_{1c} = d_1 \cdot d_c = d_1 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos c}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}; \\ d_{2c} = d_2 \cdot d_c = d_2 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos c}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}; \\ d_{0c} = d_0 \cdot d_c = d_0 \cdot \begin{cases} -\frac{\cos c}{\cos a} \\ \cos a \end{cases}. \end{cases} \quad (15)$$

为了使整流级每次换流时电路中电流都为零, 采用如图5所示的PWM序列。整流级换流时逆变

级都工作在零电压空间矢量状态, 这样就保证了零电流换流, 整个换流过程安全且简单, 这是双级矩阵变换器最突出的优点。整流级和逆变级工作在其他区间的情况, 都可以用上面的方法获得相应的开关顺序及占空比的计算公式。

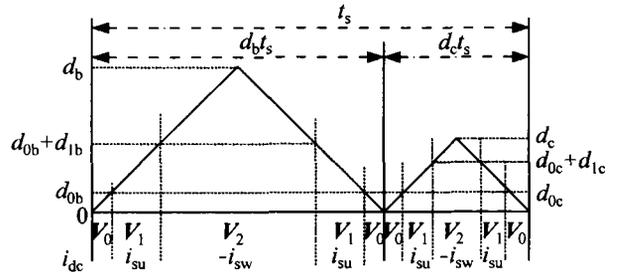


图5 整流级在区间1 逆变级在扇区的 PWM 序列

Fig. 5 Inverter PWM sequence in section while rectifier in interval

3 双级矩阵变换器驱动异步电动机仿真研究

根据上述双级矩阵变换器的调制策略, 利用 MATLAB/SIMULINK 的电力系统工具箱提供各种功率器件、电源、滤波电路、保护电路、测量模块和电动机负载等, 结合 s 函数强大的接口功能, 建立双级矩阵变换器的通用仿真模型。该矩阵变换器模型主要由4部分组成: 电源(包括非理想电源、输入滤波器和输入输出测量)、控制策略、矩阵开关(包括整流级和逆变级)和异步电动机负载部分。仿真算法为 ode15, 调制频率为 10 kHz。

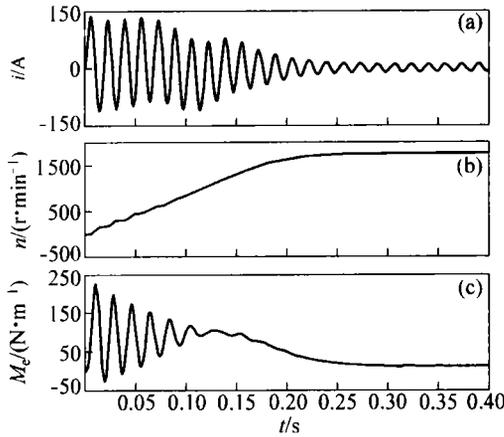
为了验证所建模型的有效性和正确性, 对双级矩阵变换器驱动异步电动机的起动和运行, 采用 MATLAB6.5 软件进行仿真。仿真参数如下:

a. 输入为三相对称电源, 其相电压为 220 V/50 Hz, 内阻 $R_s = 0.2$; 输入滤波器的 $L_f = 1$ mH, $C_f = 10$ μ F; 功率因数控制为 1。

b. 三相绕线型异步电动机的额定功率为 3 \times 746 W; 额定电压为 220 V/60 Hz; 定子电阻和漏感分别为 0.435 和 2 mH; 转子电阻和漏感分别为 0.816 和 2 mH; 激磁电感(互感)为 69.31 mH; 转动惯量为 0.089 kg \cdot m², 负载转矩 $M_1 = 11.9$ N/m。

电机在起动、运行过程中相电流、转速和电磁转矩波形如图6所示。可见电机在经过一段较短的过渡时间后, 运行平稳。稳态运行时典型的输入输出

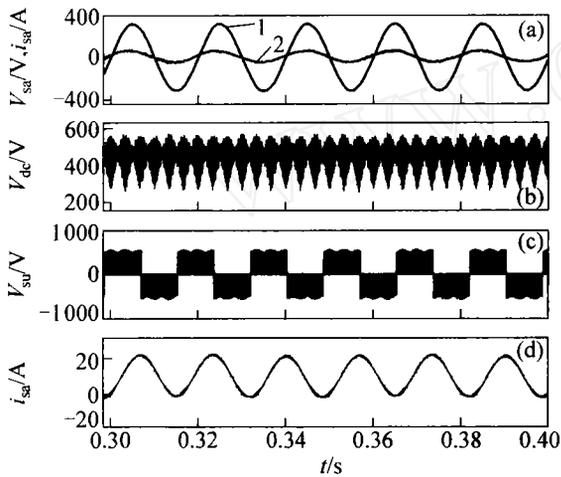
电压、电流以及整流电压波形如图 7 所示。双级矩



(a) 电流; (b) 转速; (c) 电磁转矩

图 6 电机在启动、运行过程的电流、转速波形和电磁转矩

Fig. 6 Simulation waveforms of output phase current, speed and electromagnetic torque of an induction motor in start-up process



1—电流 i_{sa} ; 2—电压 V_{sa}

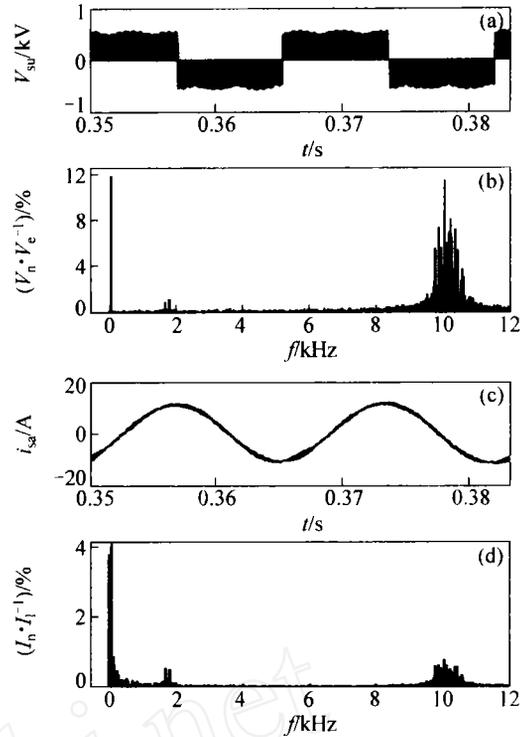
(a) 输入电压、电流; (b) 整流电压; (c) 输出电压; (d) 输出电流

图 7 稳态时波形

Fig. 7 Simulation waveforms at stable state

阵变换器输入电压、电流波形与相位的波形基本相同,功率因数为 1,整流电压在 300 ~ 600 V 脉动,输出电压电流波形均匀。由图 8 所示的输出电压、电流的 FFT 频谱分析可以看出,除了开关频率附近的高频谐波,其他低频的谐波分量很小。

仿真结果表明,双级矩阵变换器输入电压、电流呈正弦变化且基本同相;输出线电压正弦脉冲宽度调制、线电流呈正弦变化;输入电流和输出电压中基波分量为绝对主要成分,具有优良的输入和输出特性。



(a) 输出电压; (b) 输出电压的 FFT 分析; (c) 输出电流; (d) 输出电流的 FFT 分析

图 8 输出电压电流谐波分析

Fig. 8 Harmonic analysis of input/output voltage and current

4 结 论

a. 根据双级矩阵变换器的拓扑结构特点,推导出双级矩阵变换器的整流级的 PWM 调制算法,确定逆变级的空间矢量调制策略。

b. 双级矩阵变换器不仅能够实现传统矩阵变换器的所有功能,而且具有功率开关器件相对较少、箝位电路大大简化、换流简单可靠、控制算法的复杂性降低等优点。

c. 双级矩阵变换器能够提供满足异步电动机调速要求的高质量的正弦输出电压和电流。

d. 双级矩阵变换器输入电压和电流(即电网电源电压和电流)为正弦函数,且基本同相位,表明使用双级矩阵变换器驱动异步电动机,一方面能够实现较好的传动性能,另一方面也可以满足日益严格的电网电能质量的要求。

参考文献:

[1] 陈伯时,陆海慧. 矩阵式交—交变换器及其控制 [J].

- 电力电子技术, 1999(1): 8~11.
- CHEN Bo-shi, LU Hai-hui. Matrix AC—AC converter and its control [J]. Power Electronics, 1999(1): 8~11.
- [2] 贺益康,刘勇. 交—交直接变换控制下矩阵式变换器的仿真研究 [J]. 电工技术学报, 2002, 17(3): 48~53.
- HE Yi-kang, LIU Yong. Simulation study on the matrix converter implemented by AC—AC direct control scheme [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(3): 48~53.
- [3] 陈希有. 基于 PARK 变换的空间矢量调制矩阵变换器的暂态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 79~84.
- CHEN Xi-you. The transient state analysis for space vector modulated matrix converter based on PARK transformation [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 79~84.
- [4] 粟梅,覃恒思,孙尧,等. 矩阵变换器系统的稳定性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 62~69.
- SU Mei, QIN Heng-si, SUN Yao. The steady state analysis for the system of matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 62~69.
- [5] Wei L, Lipo T A. Matrix converter with reduced number of switches [A]. Conf Record of the 20th WEM-PEC Anniversary Meeting [C]. Madison, 2001.
- [6] Wei L, Lipo T A. A novel matrix converter with simple commutation [A]. Proceedings of 36th IEEE Industry Applications Society Conference [C]. Chicago, 2001.
- [7] Nielsen P, Blaabjerg F, Pedersen J K. New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable speed drives [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(5): 1150~1161.
- [8] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234~1246.
- [9] Klumpner C, Blaabjerg F. A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology [A]. Proc of IAS '02 [C]. 2002: 444~452.
- [10] Klumpner C. Control of a two-stage direct power converter with a single voltage sensor mounted in the intermediary circuit [A]. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference [C]. 2004: 2386~2392.