

基于交-直-交型矩阵变换器的 多驱动系统的控制策略

刘魏宏, 朱建林, 邓文浪, 罗伟斌, 张建华

(湘潭大学信息工程学院, 湖南省湘潭市 411105)

Control Strategy of Multi-drive System Based on AC-DC-AC Matrix Converter

LIU Wei-hong, ZHU Jian-lin, DENG Wen-lang, LUO Wei-bin, ZHANG Jian-hua

(Institute of information engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, Hunan Province, China)

ABSTRACT: Basing on AC-DC-AC matrix converter, a novel topology of multi-drive system and control strategy are proposed. Topology consists of one rectify unit and several inverter units, which are connected to same DC bus to drive different loads. rectifier control of pulse wide modulation(PWM) can get sinusoidal PWM input current with unity input power factor. Voltage space vector PWM(VSVPWM) in inverter circuits can get sinusoidal PWM output voltage with different frequency and magnitude; by inserting zero vector rationally, zero-current commutation in line side can be realized. The proposed theory and topology are verified by simulation results.

KEY WORDS: power electronics; ac-dc-ac matrix converter; multi-drive system; zero-current commutation; rectify control; inverter control

摘要: 在交-直-交型矩阵变换器(AC-DC-AC MC)的基础上, 提出了一种新型的多驱动系统拓扑电路及其控制策略。拓扑电路由一个整流单元和多个逆变单元组成, 多个逆变单元接在同一直流母线上, 可以同时驱动和控制多路负载。PWM整流控制可以获得单位输入功率因数的正弦PWM波输入电流。在多个逆变单元中采用空间矢量调制, 可以分别获得不同频率和幅值的正弦PWM波输出电压; 同时通过合理插入零矢量, 实现输入侧零电流换流。仿真实验结果证实了文中所提出理论的正确性。

关键词: 电力电子; 交-直-交型矩阵变换器; 多驱动系统; 零电流换流; 整流控制; 逆变控制

0 引言

传统多驱动变频调速系统, 如图1所示。是在传统交-直-交间接变频调速系统的基础上发展起来的。在实际工业应用中, 将不同功率等级的逆变单

元接在同一个直流母线上, 合理选择较大功率等级的整流单元, 从而可以节省投资、降低能耗, 因此多驱动变频调速系统已广泛应用于工业领域。但是, 由于直流母线上的电容器组体积庞大, 使传统多驱动变频调速系统难以满足一些集成度要求高、重量轻、体积小应用场合。

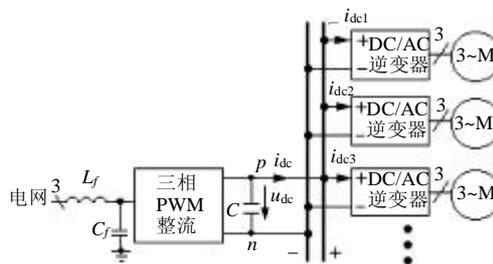


图1 传统多驱动变频调速系统

Fig. 1 Conventional multi-drive system

交-直-交型矩阵变换器是有多种拓扑电路型式, 其中18开关拓扑电路如图2所示。许多学者从不同方面对这种变换器进行了研究, 对其命名也不相同^[1-3]。1989年, J.Holtz在文献[1]中称之为直接频率变换器(DFC), 首先提出了输入侧直流零电流换流策略。1997年, Iimori在文献[2]中称之为间接矩阵变换器(IMC), 提出输入侧是电流源的整流器, 输出侧是电压源的逆变器。2001年, P. Zwimpfer在文献[3]中称之为两段式矩阵变换器(two-stage MC)。2002年, J.W.Kolar在文献[4]中提出了稀疏矩阵变换器(sparse MC), 以及多种拓扑电路型式和SVPWM控制策略。本文将这种拓扑电路的变换器称为交-直-交型矩阵变换器, 有两点理由: 第1, 它的拓扑电路与传统AC-DC-AC变换器相似, 有中间

直流环节，无储能元件；第2，它的输入输出性能与传统矩阵变换器相同。

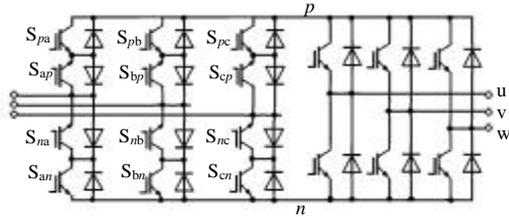


图2 18开关交-直-交型矩阵变换器的拓扑电路
Fig. 2 Topology of 18-switch AC-DC-AC MC

本文首先提出了基于交-直-交型矩阵变换器的多驱动变频调速系统的拓扑电路，然后讨论了它的换流策略和控制策略，最后通过 MATLAB 仿真实验验证了理论的正确性。

1 拓扑电路

18 开关交-直-交型矩阵变换器由整流和逆变两部分组成，逆变部分是传统三相 PWM 逆变器，整流部分由 12 开关器件组成，能量可以双向流动，其它拓扑电路型式参见文献[4]。在直流母线上并接多个逆变电路，构成一种新型的多驱动变频调速系统，如图3所示。

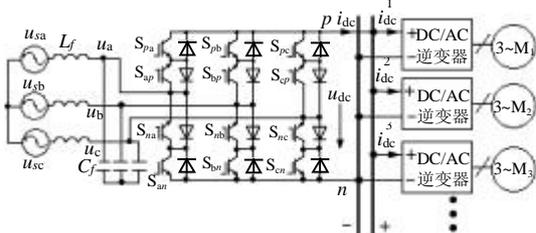


图3 12开关整流电路的多驱动调速系统拓扑电路
Fig. 3 Multi-drive topology of 12-switch rectify

2 换流策略

首先简要介绍交-直-交型矩阵变换器的换流策略。交-直-交型矩阵变换器输出侧采用传统三相DC/AC 逆变电路，换流问题可以通过插入死区时间来解决。输入侧开关的换流方法有多步换流法及直流零电流换流法两种。

多步换流法与传统矩阵变换器4步换流法基本相似^[5]，本文不作详细说明。直流零电流换流是交-直-交型矩阵变换器的一个特点，它的基本原理是：输入侧开关换流时，先使逆变部分工作在零矢量状态，直流电流 I_{dc} 为零，从而减少了开关损耗，如图4所示。

在多路逆变电路的空间矢量调制过程中，分别合理地插入零矢量，可以实现输入侧的零电流换流，

因此，交-直-交型矩阵变换器的零电流换流策略可以应用于多驱动变频调速系统。

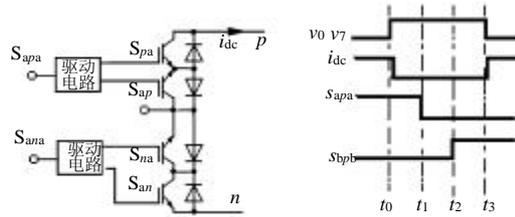


图4 12开关整流电路的零电流换流
Fig. 4 Zero current commutation of 12-switch rectify topology

3 控制策略

3.1 问题的简化

交-直-交型矩阵变换器与传统交-交型矩阵变换器有基本相同的输入输出性能，其分析方法也相似^[3-4]，因此可以采用传统交-交型矩阵变换器的双空间矢量 PWM 策略^[6-8]。本文采用的控制策略包括单位输入功率因数的 PWM 整流控制和输出电压空间矢量的逆变控制，这种控制策略更加简单，并且适用于多驱动系统以及输入侧的零电流换流。为了简化问题的分析，作如下假定：

(1) 输入侧无 LC 滤波器：

$$L_f=0, C_f=0; u_{sx}=u_x, I_{sx}=I_x, x=a,b,c;$$

$$\begin{cases} u_{sa}=U_1 \cos q_a = U_1 \cos(\omega_i t) \\ u_{sb} = U_1 \cos q_b = U_1 \cos(\omega_i t - 2/3\pi) \\ u_{sc} = U_1 \cos q_c = U_1 \cos(\omega_i t + 2/3\pi) \end{cases} \quad (1)$$

式中 ω_i 为电源的角频率； U_1 为输入相电压的幅值。

(2) 三路三相相对称负载，功率因数角分别为 f_1 、 f_2 、 f_3 ； ω_{01} 、 ω_{02} 、 ω_{03} 分别是三路负载的电压及电流的角频率； I_{01} 、 I_{02} 、 I_{03} 分别是三路负载相电流的幅值。

3.2 整流单元的 PWM 整流控制

首先三相输入电压分为 6 个区间，每个区间三相电压极性保持不变，其中一相电压具有正或负的最大幅值。将一个开关周期 t_s 分为两部分，两部分输入侧开关的组合是不同的，如图5所示。为了获得最大输出电压和减小开关损耗，在每个区间内都固定一相输入电压于直流正极 p 或负极 n ，如表1所示。

下面以第3区间为例说明单位输入功率因数的 PWM 整流控制。由于 b 相固定直流正极 p ，在一个开关周期内直流电压 u_{dc} 分别为线电压 u_{bc} 和 u_{ba} ，如图5所示。因此一个开关周期内直流电压平均值

$$\bar{u}_{dc} = d_{bc} \cdot u_{bc} + d_{ba} \cdot u_{ba} \quad (2)$$

$$d_{bc} + d_{ba} = 1 \quad (3)$$

式中 d_{bc} , d_{ba} 分别为 u_{bc} 和 u_{ba} 在一个开关周期内的导通率。

为了获得单位输入功率因数, 必须保证基波输入电压和输入电流之间的成比例关系

$$\bar{i}_a \sim u_a; \bar{i}_b \sim u_b; \bar{i}_c \sim u_c \quad (4)$$

$$d_{ba} = -u_a / u_b; d_{bc} = -u_c / u_b \quad (5)$$

$$\bar{i}_a = d_{ba} \bar{i}_{dc}; \bar{i}_b = (d_{ba} + d_{bc}) \bar{i}_{dc}; \bar{i}_c = d_{bc} \bar{i}_{dc} \quad (6)$$

式中 \bar{i}_a 、 \bar{i}_b 、 \bar{i}_c 为一个开关周期内三相平均电流; \bar{i}_{dc} 为一个开关周期内直流平均电流。

由式(2)~(6)可求得

$$\bar{u}_{dc} = 3U_1 / 2 \cos q_b \quad (7)$$

同理求得任意开关周期内

$$\bar{u}_{dc} = 3U_1 / 2 \cos q_{in} \quad (8)$$

式 中

$$\cos q_{in} = \max(|\cos q_a|, |\cos q_b|, |\cos q_c|) \quad , \quad \cos q_{in} \in [0.866, 1]。$$

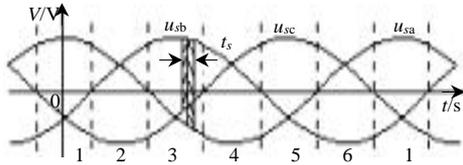


图 5 三相输入电压的六个区间及直流电压合成示意图

Fig. 5 Six intervals of three-phase input voltage and the combining of DC bus voltage

表 1 输入相电压钳位表

Tab. 1 Clamping of input phase voltage

区间	ωt	u_p	u_n	u_{dc}
1	$-\pi/6 \dots \pi/6$	u_{sa}	u_{sb}, u_{sc}	u_{ab}, u_{ac}
2	$\pi/6 \dots \pi/2$	u_{sa}, u_{sb}	u_{sc}	u_{ac}, u_{bc}
3	$\pi/2 \dots 5\pi/6$	u_{sb}	u_{sc}, u_{sa}	u_{bc}, u_{ba}
4	$5\pi/6 \dots 7\pi/6$	u_{sb}, u_{sc}	u_{sa}	u_{ba}, u_{ca}
5	$7\pi/6 \dots 3\pi/2$	u_{sc}	u_{sa}, u_{sb}	u_{ca}, u_{cb}
6	$3\pi/2 \dots 11\pi/6$	u_{sc}, u_{sa}	u_{sb}	u_{cb}, u_{ab}

3.3 逆变单元的 SVPWM 逆变控制

各逆变单元在相同的 PWM 周期内通过空间矢量调制的方法可以得到不同频率、不同幅值的三相正弦 PWM 输出电压, 输出电压空间矢量的调制是基于直流平均电压 \bar{u}_{dc} 的。首先假定有 3 路负载工作, 调制系数: $0 < k_3 < k_2 < k_1 < 1$, 空间电压矢量角 q_{01} 、 q_{02} 、 q_{03} 分别第 1、2、3 扇区。输出电压空间矢量 v_2^1 可以由有效矢量 $u_1^1(100)$ 、 $u_2^1(110)$ 以及零矢量 $u_7^1(111)$ 合成, u_2^2 可以由有效矢量 $u_1^2(110)$ 、 $u_2^2(010)$ 以及零矢量 $u_7^2(111)$ 合成, u_2^3 可以由有效矢量

$u_1^3(010)$ 、 $u_2^3(011)$ 以及零矢量 $u_7^3(111)$ 合成, 如图 6 所示。

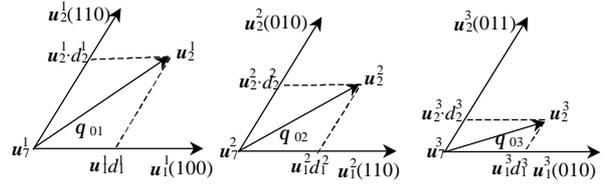


图 6 电压空间矢量的合成

Fig. 6 The synthesis of voltage space vector

以负载 1 为例, 根据式(7)的结果以及正弦定理, 可求得 u_1^1 、 u_2^1 以及 u_7^1 的占空比分别为

$$\begin{cases} d_1^1 = k_1 \sin(\pi/3 - q_{01}) \cos(q_b) \\ d_2^1 = k_1 \sin(q_{01}) \cos(q_b) \\ d_0^1 = 1 - d_1^1 - d_2^1 \end{cases} \quad (9)$$

u_1^1 、 u_2^1 以及 u_7^1 作用时间分别为

$$\begin{cases} t_1^1 = d_1^1 \cdot t_s \\ t_2^1 = d_2^1 \cdot t_s \\ t_0^1 = t_s - t_1^1 - t_2^1 \end{cases} \quad (10)$$

在 u_1^1 、 u_2^1 以及 u_7^1 作用时间, i_{dc}^1 分别为 i_{u1} 、 $-i_{w1}$ 和 0, 所以

$$i_{dc}^1 = (t_1^1 i_{u1} - t_2^1 i_{w1}) / t_s = k_1 \cdot I_{01} \cdot \cos(q_b) \cdot \cos f_1 \quad (11)$$

为了实现输入侧零电流换流, u_1^1 、 u_2^1 以及 u_7^1 分为 d_{ba} 和 d_{bc} 两部分进行合成:

$$\begin{cases} t_{1,ba}^1 = d_{ba} \cdot t_1^1 \\ t_{2,ba}^1 = d_{ba} \cdot t_2^1 \\ t_{0,ba}^1 = (d_{ba} \cdot t_s - t_{1,ba}^1 - t_{2,ba}^1) / 2 \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} t_{1,bc}^1 = d_{bc} \cdot t_1^1 \\ t_{2,bc}^1 = d_{bc} \cdot t_2^1 \\ t_{0,bc}^1 = (d_{bc} \cdot t_s - t_{1,bc}^1 - t_{2,bc}^1) / 2 \end{cases} \quad (13)$$

同理可求得第 2、3 路负载的有效矢量和零矢量的作用时间, 然后可求得

$$i_{dc}^2 = \frac{t_1^2 i_{w2} - t_2^2 i_{v2}}{t_s} = k_2 \cdot I_{02} \cdot \cos q_b \cdot \cos f_2 \quad (14)$$

$$i_{dc}^3 = \frac{t_1^3 i_{v3} - t_2^3 i_{u3}}{t_s} = k_3 \cdot I_{03} \cdot \cos q_b \cdot \cos f_3 \quad (15)$$

综合式(11)、(14)、(15)可求得

$$i_{dc} = i_{dc}^1 + i_{dc}^2 + i_{dc}^3 = I_1 \cos q_b \quad (16)$$

其中, I_1 为输入电流的幅值。

由式(6)、(16)可求得

$$i_a = I_1 \cos q_a; \quad i_b = I_1 \cos q_b; \quad i_c = I_1 \cos q_c \quad (17)$$

因此，一个开关周期内输入电流的平均值为三相正弦规律，并且为单位输入功率因数。

以上讨论了一个 PWM 开关周期中，整流单元和三个逆变单元的调制过程，可归纳如表 2 所示。

表 2 一个开关周期的 PWM 调制过程
Tab. 2 PWM sequence in a switch circle

整流单元	u_{dc}		u_{bc}			u_{ba}			
	作用时间		$d_{bc} \cdot t_s$			$d_{ba} \cdot t_s$			
逆变单元 1	矢量	u_7^1	u_1^1	u_2^1	u_7^1	u_2^1	u_1^1	u_7^1	
	作用时间		$t_{0,bc}^1$	$t_{1,bc}^1$	$t_{2,bc}^1$	$t_{0,bc}^1 + t_{0,ba}^1$	$t_{2,ba}^1$	$t_{1,ba}^1$	$t_{0,ba}^1$
	i_{dc}^1	0	i_{u1}	$-i_{w1}$	0	$-i_{w1}$	i_{u1}	0	
逆变单元 2	矢量	u_7^2	u_1^2	u_2^2	u_7^2	u_2^2	u_1^2	u_7^2	
	作用时间		$t_{0,bc}^2$	$t_{1,bc}^2$	$t_{2,bc}^2$	$t_{0,bc}^2 + t_{0,ba}^2$	$t_{2,ba}^2$	$t_{1,ba}^2$	$t_{0,ba}^2$
	i_{dc}^2	0	$-i_{w2}$	i_{i2}	0	i_{i2}	$-i_{w2}$	0	
逆变单元 3	矢量	u_7^3	u_1^3	u_2^3	u_7^3	u_2^3	u_1^3	u_7^3	
	作用时间		$t_{0,bc}^3$	$t_{1,bc}^3$	$t_{2,bc}^3$	$t_{0,bc}^3 + t_{0,ba}^3$	$t_{2,ba}^3$	$t_{1,ba}^3$	$t_{0,ba}^3$
	i_{dc}^3	0	i_{u3}	$-i_{u3}$	0	$-i_{u3}$	i_{u3}	0	

由于各逆变单元可以工作在电动状态或发电状态：电动状态时， $i_{dc}^k > 0$ ；发电状态时， $i_{dc}^k < 0$ 。

$$|i_{dc}| \leq \sum_{k=1}^n |i_{dc}^k| \quad (18)$$

为了实现输入侧零电流换流，换流时各路逆变电路必须插入零矢量。最小零矢量作用时间 T_{min} 和 PWM 开关周期决定了最大调制系数 k_{max} ，以式(12)和式(13)的计算结果为例，应满足

$$T_{min} \leq t_{0,ba}^1 + t_{0,bc}^1 \quad (19)$$

$$k_{max} < 1 - 2 \cdot T_{min} / t_s \quad (20)$$

T_{min} 是由开关器件的基本特性决定的，例如，电力 MOSFET 的开关时间在 10~100ns 之间，工作频率可达 100kHz 以上^[9]。若取 $T_{min}=150ns$, $t_s=10\mu s$, $k_{max}<0.97$ 。理论上最大电压传输比 M 为 0.866^[4]，因此在零电流换流策略下， $M_{max} < 0.866 \cdot k_{max}$ 。

以上对多驱动变频调速系统的控制策略以及最大电压传输比进行了理论分析。必须指出，本文所提出的多驱动系统不同于多逆变单元并联系统^[10-12]，并联系统是指多个逆变单元的输入侧接同一直流母线，输出侧接同一负载。由于各逆变单元电路形成环路，因此必须考虑它们的相互影响。本文所提出的多驱动系统中，由于各逆变单元输出侧接各自的负载，不可能形成环路，因此相互之间的影响主要是调制中产生的高频谐波以及由于各自工作在不同的电动或发电状态时，能量的双向流动。限于篇幅，本文对此不作详细讨论。

4 仿真结果

在 MATLAB/SIMULINK 环境下对多驱动变频

调速系统做了仿真实验^[13-15]，主要参数如下：输入： $U_N=380V$, $L_f=200\mu H$, $C_f=30\mu F$, $R_{in}=0.2\Omega$ 负载 1：三相异步感应电机简单模型^[16], $P_N=3kW$, $U_N=380V$, $f_N=60Hz$, $R_1=1.79\Omega$, $L_1=7mH$ ；为简化仿真模型，负载 2、3 采用感性负载：负载 2： $R_2=100\Omega$, $L_2=30mH$, $f_{out2}=40Hz$ ；负载 3： $R_3=100\Omega$, $L_3=50mH$, $f_{out3}=20Hz$ ；调制频率：8kHz 调制系数： $K_1=0.8$, $K_2=0.6$, $K_3=0.4$ 。

仿真分为两个阶段：第一阶段 $t \leq 0.09s$ ，电机在电动运行指令下运行，输出功率为 3kW；第二阶段 $t > 0.09s$ ，电机在发电运行指令下运行，负载功率为 3kW。仿真结果如图 7 所示。

仿真结果分析：

- (1) 三个负载电流为三相对称正弦波；
- (2) 由于惯性矩的作用，电机从电动状态到发电状态有一个过渡过程， i_{dc}^1 和输入功率因数由正变为负。
- (3) 由于输入滤波电容的作用，电机电动状态时，输入功率因数角大约为 -15° ，输入功率因数为 0.9659，接近正的单位功率因数；电机为发电状态时，输入功率因数角大约为 -165° ，输入功率因数为 -0.9659 ，接近负的单位功率因数。
- (4) 电机电动状态时，输入功率等于轴上输出功率加上电机损耗；电机为发电状态时，回馈功率等于轴上负载功率减去电机损耗。另外，由于电机功率小，电机效率低，电机损耗所占比例较大。因此，发电状态时电机定子电流比电动状态时定子电流小得多，电源输入电流小于电动状态时的输入电流。

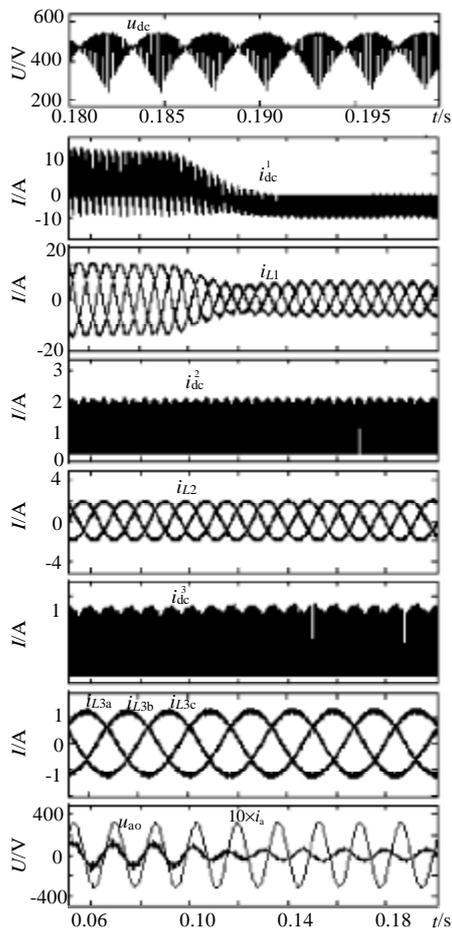


图7 多驱动系统的仿真结果

Fig. 7 Simulation results of multi-drive system

5 结论

(1) 基于交-直-交型矩阵变换器的多驱动调速系统可以获得较理想的单位输入功率因数的正弦PWM波输入电流和输出电压, 可以四象限运行。

(2) 零电流换流策略完全解决了输入侧的换流问题, 简单可行。

(3) 适用于电压传输比要求不高的场合。

参考文献

- [1] Holtz J, Boelkens U. Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable motors[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1989, 36(4): 475-479.
- [2] Iimori K, Shinohara K, Tarumi O, et al. New current-controlled PWM rectifier-voltage source inverter without DC link components [C]. Proceedings of the Power Conversion conference, Nagaoka, Japan, 1997, II: 783-786.
- [3] Zwimpfer P, Stemmler H. Modulation and realization of a novel two-stage matrix converter[C]. Proceedings of the 6th Brazilian Power Electronics Conference, Florianópolis, Brazil, 2001, 2: 485-490.
- [4] Kolar J W, Baumann M. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter[C]. Proceedings of 17th IEEE Applied Power

- Electronics Conference and Exposition. Dallas(Texas),USA, March, APEC 2002, 2: 777-791.
- [5] Muroya M, Shinohara K. Four-step commutation strategy of PWM rectifier of converter without DC link components for induction motor drive [C]. In Proceedings of IEMDC2001: 770-772.
- [6] 陈希有, 陈学允. 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): 80-84.
Chen Xiyu, Chen Xueyun. Park transformation based the transient analysis for the space vector modulated matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 80-84(in Chinese).
- [7] 黄科元, 贺益康, 卞松江. 矩阵式变换器交流励磁的变速恒频的风力发电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(11): 100-105.
Huang Keyuan, He Yikang, Bian Songjiag. Investigation of a matrix converter-excited variable-speed constant-frequency wind-power generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(11): 100-105(in Chinese).
- [8] 张林亭, 朱建林. 矩阵式交-交变换器的空间矢量调制原理[J]. 变频器世界, 2001, 8: 26-31.
Zhang Lintin, Zhu Jianlin. The space-vector modulation theory of matrix AC-AC converter[J]. The world of converter, 2001, 8: 26-31(in Chinese).
- [9] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [10] Sun X, Lee Y S, Xu D H. Modeling, analysis, and implementation of parallel multi-inverter systems with instantaneous average-current-sharing scheme[J]. IEEE Trans on P. E., 2003, 18(3): 844-856.
- [11] 姜桂宾, 裴云庆, 杨旭, 等. SPWM 逆变电源的无互联信号线并联控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 94-98.
Jiang Guibin, Pei Yunqing, Yang Xu, et al. Parallel operation of sinusoid wave inverters without control interconnections [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 94-98(in Chinese).
- [12] 陈良亮, 肖岚, 龚春英, 等. 逆变器并联系统直流环流产生原因及其检测与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 56-61.
Chen Liangliang, Xiao Lan, Gong Chunying, et al. Reasons and methods for detecting and restraining DC circulating current in parallel inverter system[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 56-61(in Chinese).
- [13] 周旭, 朱建林, 向尕. 集成化语言 Matlab 的 Simulink 仿真研究[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2000, 22(1): 99-102.
Zhou Xu, Zhu Jianlin, Xiang Ga. Simulation research on simulink in integration language matlab[J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2000, 22(1): 99-102(in Chinese).
- [14] 丁伟, 朱建林, 李志勇, 等. 空间矢量调制的矩阵变换器的仿真模型[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2002, 24(3): 100-103.
Din Wei, Zhu Jianlin, Li Zhiyong, et al. Simulation model of space-vector modulated matrix converter[J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2002, 24(3): 100-103(in Chinese).
- [15] 李志勇, 朱建林, 易灵芝, 等. 空间矢量调制的矩阵变换器仿真模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 80-84.
Li zhiyong, Zhu jianlin, Yi lingzhi, et al. Simulation research of space-vector modulated matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 80-84(in Chinese).
- [16] 蔡方耀. 电动机应用计算指南[M]. 中国计划出版社, 1998.

收稿日期: 2005-11-08.

作者简介:

刘魏宏(1970—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子和电力传动;

朱建林(1942—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子和电力传动, zhulili0884@sina.com.

(编辑 王彦骏)