

一种改善矩阵变换器系统动态性能和稳定性的控制方法

粟梅 孙尧 覃恒思 张泰山

(中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083)

摘要 提出了一种简单实用的改善矩阵变换器系统动态特性和稳定性的虚拟电阻方法。矩阵变换器系统存在潜在不稳定的根本原因是输入滤波器对不同次数的谐波的传输系数不同。论文提出采用虚拟电阻算法代替实际电阻来衰减系统中 LC 输入滤波器的振荡,不增加任何的损耗,提高了系统的效率,改善了系统的动态性能和稳定性。仿真结果证明了所提出方法的正确性和可行性。

关键词: 虚拟电阻 输入滤波器 矩阵变换器 稳定性

中图分类号: TM311

Effect of the Input Filter on Stability of Matrix Converter Drive System

Su Mei Sun Yao Qin Hengsi Zhang Taishan

(Central South University Changsha 410083 China)

Abstract A novel control method to improve the dynamic performance and stability of matrix converter system is presented. The reason for potential instability in the presence of input filter is the different gains of input filter for different frequency. The control method of virtual resistance is used to replace the physical resistance to damp the oscillation of LC filter. The proposed method can improve dynamic performance and stability without increasing loss and sacrificing efficiency. Simulation results verify the correctness and availability of the proposed method.

Keywords: Virtual resistance, input filter, matrix converter, stability

1 引言

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、正弦输入与输出电流、输入功率因数可控、体积小等。在矩阵变换器的实际应用时,在电源与开关矩阵之间通常接有无阻尼的 LC 输入滤波器。输入滤波器有两个基本功能。一是为了满足电磁兼容性(EMC)的要求,防止矩阵变换器输入端由于开关器件开断所带来的高频毛刺倒灌进入电网;二是滤除电网中高频电压

成分,以免其进入矩阵变换器输入端,影响矩阵变换器输出电能质量。然而,在开关功率变换器系统中的输入滤波器反过来会降低开关功率变换器的动态性能,甚至使系统不稳定,这已经是功率电子领域的一般性共识^[2~7],原因是 LC 网络具有谐振特性,一般采用电阻来抑制,通常的做法是在电感 L_f 的两端并接一个电阻 R_f ,以改善滤波器的频率特性,降低谐振峰值,但这种做法会增加损耗,影响效率,尤其是在大功率的情况下。本文提出了一种用虚拟电阻代替实际电阻 R_f 的新的控制方法,能够在不改变硬件结构、不增加损耗的前提下,改善系统的动态性能和稳定性。仿真结果验证了所提出的方法的可行性和有效性。

湖南省自然科学基金资助项目(05JJ30102)。

收稿日期 2005-03-22 改稿日期 2005-08-26

2 矩阵变换器系统

假设矩阵变换器系统结构如图 1 所示, 包括理想电源、无阻尼 LC 输入滤波器、矩阵变换器和负载, 系统参数如表 1 所示。通常, LC 输入滤波器的设置是为了满足电磁兼容性 (EMC) 的要求, 它的截止频率一般远小于矩阵变换器的调制频率。文献 [8] 中, D.Casadei 提供了一种补偿不平衡的矩阵变换器空间矢量调制算法, 该算法即使在电源电压不平衡时, 也能产生基本平衡的正弦输出电压。忽略开关频率谐波的影响, 考虑输出电压和输入电流在一个开关周期内的平均值, 则采用该补偿不平衡的空间矢量调制算法的矩阵变换器的输入输出关系为^[9]

$$v_o = \frac{3}{2} v_i m_i^* + \frac{3}{2} v_i^* m_d \quad (1)$$

$$i_i = \frac{3}{2} i_o m_i + \frac{3}{2} i_o^* m_d \quad (2)$$

式中 i_i, i_o ——矩阵变换器输入输出相电流矢量
 v_i, v_o ——矩阵变换器输入输出相电压矢量
 m_d ——被定义在以角频率 $(\omega_i + \omega_o)$ 旋转的坐标系下的占空比矢量
 m_i ——被定义在以角频率 $(\omega_i - \omega_o)$ 旋转的坐标系下的占空比矢量, 其算式为

$$m_d = \frac{v_{o,ref}}{3v_i^*} \quad (3)$$

$$m_i = \frac{v_{o,ref}^*}{3v_i} \quad (4)$$

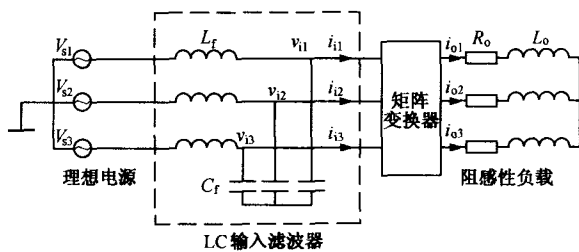


图 1 矩阵变换器系统结构图

Fig.1 System scheme of matrix converter

从式 (3) 和式 (4) 可以看出, 采用补偿输入不平衡时的空间矢量调制算法时, 每个 PWM 周期的空间矢量调制算法中的占空比的计算都必须检测输入电压矢量 v_i 的瞬时值, 以补偿输入电压矢量不平衡或非正弦, 从而保证输出电压的平衡正弦。

表 1 系统参数

Tab.1 System parameters

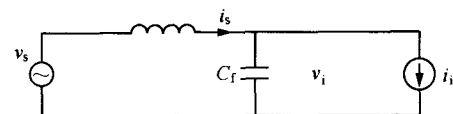
设备	系统参数	
电源	V_s (RMS) /V	220
	ω_s / (rad · s ⁻¹)	100 π
滤波器	C_f /mF	10
	L_f /mH	0.6
负载	ω_o /Hz	40
	R_o /Ω	10
	L_o /mH	20

采用此调制策略的矩阵变换器与输入滤波器的相互作用结果有可能导致系统输入电流的不稳定, 这实质是滤波器对不同次数谐波的传输系数不同, 即对谐振峰值附近的频率成分放大太大所导致。采用在输入滤波器电感 L_f 的两端并接合适的电阻 R_f , 可增加滤波器的阻尼, 改善系统动态性能和稳定性, 但增加了实际电阻 R_f 的损耗, 影响效率, 尤其是在大功率的情况下。因此, 本文提出用虚拟电阻代替实际电阻 R_f 的新的硬件软件化的控制方法。

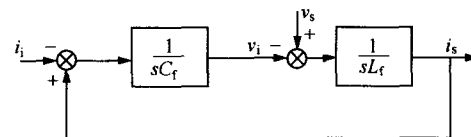
3 虚拟电阻算法

虚拟电阻实质上是一种额外的控制算法, 该算法使得 LC 输入滤波器的行为如同有一个实际的电阻连接在 LC 输入滤波器上。由于没有实际的电阻, 也就不存在实际电阻所造成的损耗, 从而提高了系统的效率。

图 2a 表示 LC 输入滤波器-矩阵变换器系统的单相等效电路。电流源 i_i 是矩阵变换器的单相输入电流, v_s 为单相电压源, i_s 为单相电源电流。图 2b 是用来分析图 2a 电路动态行为的结构框图, 基于该框图, 以 v_i 和 i_s 为输出变量, 可得输出表达式



(a) 单相等效电路图



(b) 结构框图

图 2 带有 LC 滤波器的矩阵变换器输入端单相等效电路图及相应的结构框图

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of the MC input side with LC filter and the associated block diagram

$$v_1(s) = \frac{-sL_f}{1+s^2L_fC_f} i_1(s) + \frac{1}{1+s^2L_fC_f} v_s(s) \quad (5)$$

$$i_s(s) = \frac{1}{1+s^2L_fC_f} i_1(s) + \frac{sC_f}{1+s^2L_fC_f} v_s(s) \quad (6)$$

式中 $i_1(s)$ 、 $v_s(s)$ 、 $v_1(s)$ 和 $i_s(s)$ 分别是电流源、电压源、滤波器电容电压和电源电流的拉普拉斯变换, s 是拉普拉斯变换算子。式 (5) 和式 (6) 表明, 当矩阵变换器输入电流变化时 (由于负载的需要), 滤波器电容电压和电源电流表现出无阻尼的暂态过程, 容易引起滤波器电容电压和电源电流的剧烈振荡, 即导致矩阵变换器输入电流的不稳定。事实上, 这种暂态通常会被 LC 输入滤波器的损耗轻微衰减。

图 3a 表示带有 RLC 输入滤波器的矩阵变换器系统的单相等效电路。电流源 i_1' 是矩阵变换器的单相输入电流, v_s' 为单相电压源。图 3b 是用来分析图 3a 电路动态行为的结构框图, 基于该框图, 以 v_1' 和 i_s' 为输出变量, 可得输出表达式

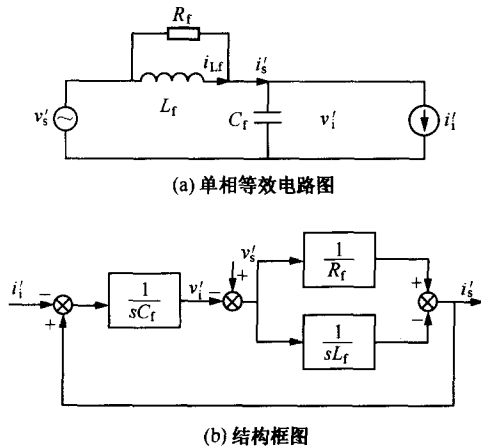


图 3 带有 RLC 滤波器的矩阵变换器输入端单相等效电路图及相应的结构框图

Fig. 3 Single-phase equivalent circuit of the MC input side with RLC filter and the associated block diagram

$$v_1'(s) = \frac{-sL_f}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f} i_1'(s) + \frac{1+s\frac{L_f}{R_f}}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f} v_s'(s) \quad (7)$$

$$i_s'(s) = \frac{1+s\frac{L_f}{R_f}}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f} i_1'(s) + \frac{s^2\frac{L_fC_f}{R_f}+sC_f}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f} v_s'(s) \quad (8)$$

式中 $i_1'(s)$ 、 $v_s'(s)$ 、 $v_1'(s)$ 和 $i_s'(s)$ 分别是电流源、电压

源、滤波器电容电压和电源电流的拉普拉斯变换, s 是拉普拉斯变换算子。式 (7) 和式 (8) 表明, 当矩阵变换器输入电流变化时 (由于负载的需要), 滤波器电容电压和电源电流表现出有阻尼的暂态过程, 阻尼系数 ζ 与 L_f/R_f 有关, 在 L_f 确定的情况下, 只与 R_f 有关, 可见滤波器电容电压和电源电流的振荡被阻尼衰减, 有利于矩阵变换器输入电流的稳定性。

为了使得未加实际电阻时的 LC 输入滤波器-矩阵变换器系统取得与 RLC 输入滤波器-矩阵变换器系统同样的动态性能, 我们强迫 $i_1(t) = i_1'(t)$, 在电源电压相同 (即 $v_s(t) = v_s'(t)$) 的情况, $v_1(s)$ 与 $v_1'(s)$ 必须存在以下关系

$$v_1'(s) = G_1(s)v_1(s) + G_2(s)v_s'(s) \quad (9)$$

其中

$$G_1(s) = \frac{1+s^2L_fC_f}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f}$$

$$G_2(s) = \frac{s\frac{L_f}{R_f}}{1+s\frac{L_f}{R_f}+s^2L_fC_f}$$

式 (9) 即为虚拟电阻算法, 只要参与调制运算的式 (3) 和式 (4) 中的 v_1 用 v_1' 代替, 即将未加实际电阻时的 LC 输入滤波器-矩阵变换器系统中的各相矩阵变换器输入端电压 $v_1(s)$ 经式 (9) 运算得到的 $v_1'(s)$ 代入占空比计算, 就可取得与 RLC 输入滤波器-矩阵变换器系统同样的动态性能。这一点还可以通过矩阵变换器的调制策略本身得到证明。补偿不平衡的空间矢量调制算法的矩阵变换器的输入输出关系式 (1) 和式 (2) 是相关关系, 从式 (2) 很容易看出, 在负载需求相同的情况下 (即 $v_{o,ref}$ 和 i_o 相同), 表征调制策略的式 (3) 和式 (4) 中的 v_1 用 v_1' 代替, 则由式 (2) 决定的 $i_1' = i_1$ 成立。即虚拟电阻算法可取得与 RLC 输入滤波器-矩阵变换器系统同样的动态性能。

通常矩阵变换器输入滤波器的设计必须满足以下要求:

- (1) LC 滤波器的截止频率远小于开关频率。
- (2) 最大化电源的功率因数。
- (3) 最小化 LC 滤波器的体积。
- (4) 在额定电流情况下, 最小化电感电压降落。

基于以上要求, 我们设计的 LC 输入滤波器的参数 L_f 为 mH 级, C_f 为 μ F 级 (这里我们选用 $L_f = 1\text{mH}$,

$C_f=10\mu\text{F}$), 则 $L_f C_f$ 为 10^{-8} 数量级, 很小。深入分析上述虚拟电阻算法可知, $v_i'(s)$ 由两个部分迭加而成, 第一部分由矩阵变换器输入端的测量电压 $v_i(s)$ 经环节 $G_1(s)$ 的输出信号形成。由于 L_f, C_f 很小, 从频率特性的角度, 在低频段, 环节 $G_1(s)$ 可简化为

$$G_1(s) = \frac{1+s^2 L_f C_f}{1+s \frac{L_f}{R_f} + s^2 L_f C_f} \approx \frac{1}{1+s \frac{L_f}{R_f}} \quad (10)$$

第二部分由电源电压 $v_s(s)$ 经环节 $G_2(s)$ 的输出信号形成, 从幅值频率特性的角度, 相对于第一部分而言, 在低频段的幅值很小, 可以忽略不计, 则式 (9) 表示的虚拟电阻算法就可简化为

$$v_i'(s) = \frac{1}{1+s \frac{L_f}{R_f}} v_i(s) \quad (11)$$

式 (11) 表明将未加实际电阻时的 LC 输入滤波器-矩阵变换器系统中的各相矩阵变换器输入端电压 $v_i(s)$ 经过一个简单的一阶数字低通滤波器得到的 $v_i'(s)$ 带入占空比计算, 就可取得与 RLC 输入滤波器-矩阵变换器系统近似的动态性能和稳定性。

4 仿真研究

为了验证上述解析分析的结论, 对图 1 所示的由理想电源、输入滤波器、矩阵变换器及其驱动的三相对称阻感性负载组成的系统进行仿真。系统的基本参数如表 1 所示。仿真软件采用 Matlab6.5 中的 power system blockset (PSB)。PSB 是一种专门为电力系统设计的仿真分析软件, 含有丰富的元件模型, 包括各种功率开关器件、电源、滤波电路、保护电路、测量模块和负载等, 结合 s 函数的强大的接口功能, 建立了矩阵变换器系统的实用仿真模型, 该模型不同于文献[10]中的的仿真模型(开关和元件的行为没被考虑), 它包含了矩阵变换器中的功率开关器件(含有吸收电路)的闭合和打开的开关行为和电路元件的物理特性, 具有样机物理实验的特点。这些器件的有效性已经被加拿大电力系统测试与仿真实验室 Hydro-Québec 验证, 由这些器件组成的系统能够用来验证所设计的系统的性能^[11]。仿真算法为 ode15, 调制频率 $f_s=10\text{kHz}$ 。

(1) 系统采用无阻尼输入滤波器, 电压传输比 $q=0.8$ 时的仿真结果如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, 当电压传输比 $q=0.8$ 时, 输入电流不稳定, 在谐振频率 1592Hz (在 $L_f=1\text{mH}$, $C_f=10\mu\text{F}$ 时) 附近发生了严重的振荡, 其基波不再

是主要成分, 谐振频率附近的谐波成分占基波的 150%。

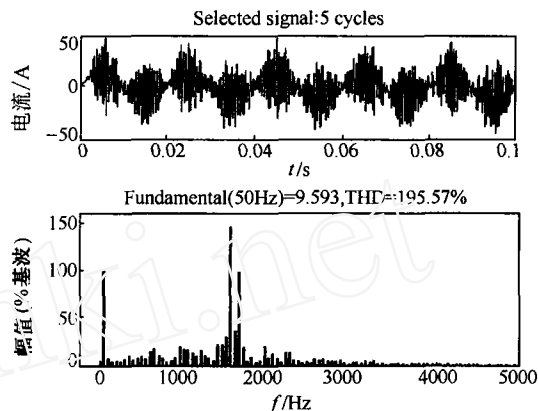


图 4 $q=0.8$ 时, 输入电流及其 FFT 分析
Fig.4 Simulation waveforms of the input current and their FFT when $q=0.8$

(2) 采用 RLC 滤波器结构, 由式 (7) 和式 (8) 可知, 阻尼系数 ξ 与 L_f/R_f 有关为

$$2\xi\sqrt{L_f C_f} = L_f / R_f \quad (12)$$

当取 $L_f=1\text{mH}$, $C_f=10\mu\text{F}$, 阻尼系数 ξ 取工程上的最佳值 0.707 时, 由式 (12) 可以解出 $R_f=7.07\Omega$ 。我们选择 $R_f=7.07\Omega$, 采用基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略, 当电源电压叠加了基波的 10% 的 3 次谐波, $q=0.8$ 时, 仿真结果如图 5 所示。

从图 5 中可以看出, $q=0.8$ 时, 输入电流稳定, 谐振频率附近的谐波成分的幅值被大大衰减, 不到基波的 1%, 由于输入电源电压不平衡导致的输入电流中的频率成分也不到基波的 2%。输出电压性能优良(补偿了输入电压的不平衡), 基波占绝对主要成分, 各次谐波中最大的也没有超过基波的 0.5%。因此, 改变输入滤波器结构为如图 2 所示的 RLC 结构, 大大降低了输入电流谐振峰值, 增加了系统的稳定性。

(3) 在每个 PWM 调制周期, 检测矩阵变换器输入端各相电压的瞬时值 $v_i(k)$, 对 $v_i(k)$ 按式 (11) 的离散形式进行数字低通滤波运算得 $v_i'(k)$, 将 $v_i'(k)$ 代入占空比计算公式 (3) 和式 (4), 就可完成新的调制算法。也就是新的调制算法就是在原调制算法的基础上, 仅仅增加了简单的数字低通运算, 即可实现简化的虚拟电阻算法。

采用上述简化的虚拟电阻算法, 按下式选择数字低通滤波器的时间常数

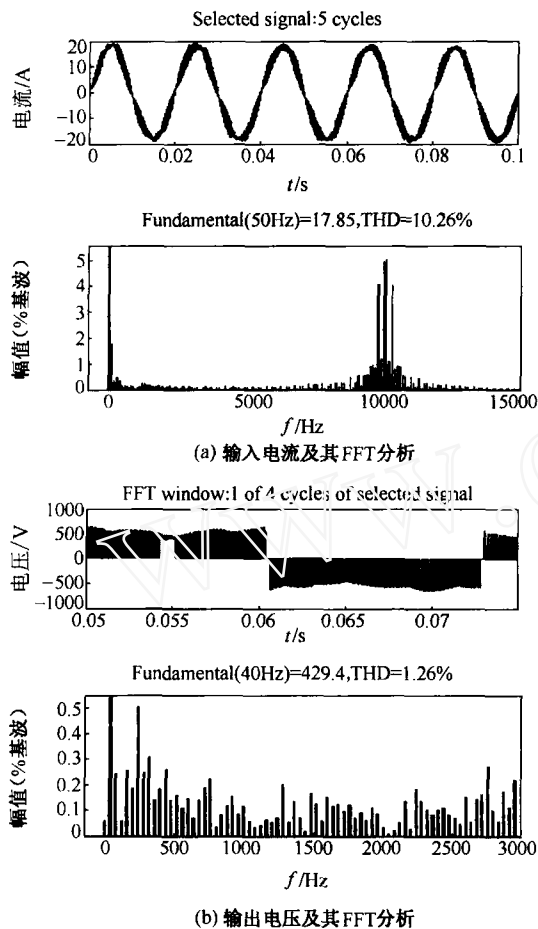


图5 基于RLC滤波器的矩阵变换器的输入电流、输出电压的波形及其FFT分析

Fig.5 Simulation waveforms of the input current and the output voltage and their FFT based on RLC filter MC

$$\tau = L_f / R_f = 1 \text{ mH} / 7.07 \Omega = 0.1414 \text{ ms} \quad (13)$$

当电源电压叠加了基波的10%的3次谐波, $q=0.8$ 时, 仿真结果如图6所示。

从图6中可以看出, $q=0.8$ 时, 输入电流稳定, 谐振频率附近的谐波成分的幅值被大大衰减, 不到基波的2.5%。输出电压性能优良(补偿了输入电压的不平衡), 基波占绝对主要成分, 各次谐波中最大的也没有超过基波的3%。因此, 采用简化的虚拟电阻算法, 衰减了输入电流的振荡, 大大改善了系统的稳定性。

5 结论

(1) 论文提出采用虚拟电阻控制算法代替实际电阻来衰减系统中LC输入滤波器的振荡, 不增加任何损耗, 提高了系统的效率, 改善了系统的动态性能和稳定性。用控制回路中的算法代替主电路中的电阻, 在工程应用中有特别重要的意义。

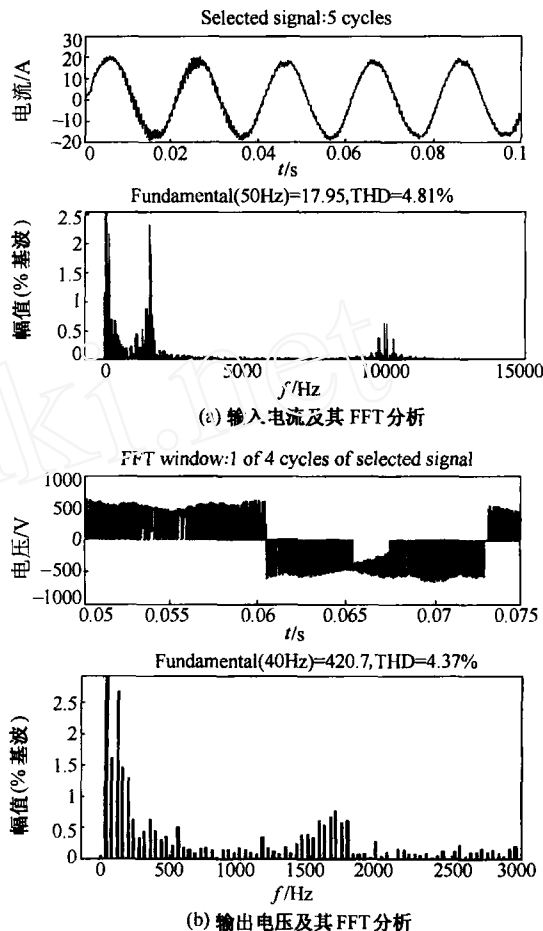


图6 基于虚拟电阻算法的矩阵变换器的输入电流、输出电压的波形及其FFT分析

Fig.6 Simulation waveforms of the input current and the output voltage and their FFT based on virtual resistance control method MC

(2) 简化的虚拟电阻算法就是在原调制算法的基础上, 仅仅增加了简单的数字低通运算, 算法简单, 易于工程上实现。

(3) 本文提出的虚拟电阻控制方法可以很方便地推广应用到其他电力电子变换装置的控制中去。

参考文献

- 1 Sunter S, Clare J C. A true four quadrant matrix converter induction motor drive with servo performance. IEEE Proc. of PESC, 1996: 146~151
- 2 Middlebrook R D. Input filter consideration in design and application of switching regulators. IEEE IAS Annual Meeting, 1976: 336~382
- 3 Czarnecki R, Hasse K, Walczyna A M. Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods. IEE Proc.

- Electr. Power Appl., 1996, 143 (5) : 396~402
- 4 Mellitt B, Allan J. Stability characteristics of a constant power chopper controller for traction drives. IEE Proc. B, Electr. Power Appl., 1978, 125 (3) : 100~104
- 5 Erich Sandra Y, William M Polivka. Input filter design criteria for current-programmed regulators. IEEE Trans on Power Electronics, 1992, 7 (1) : 143~151
- 6 Jang Yungtaek, Robert E Erickson. Physical origins of input filter oscillations in current programmed converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7 (4) : 725~733
- 7 朱成花, 石健将, 严仰光. 直/直变换器输入滤波器的设计. 电工技术学报, 2004, 19 (1) : 85~90
- 8 Casadei D. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45 (3) : 401~411
- 9 Casadei D. Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49 (2) : 370~381
- 10 Zuckerberger A, Weinstocks D, Alexandrovitz A. Simulation of three-phase loaded matrix converter. IEE Proc. Electr. Power Appl. 1996, 143: 294~300
- 11 Hydro-Québec. SimPower Systems Manual. Mathworks, 2003
- 作者简介
栗 梅 女, 1967 年生, 博士, 副教授, 主要从事电力电子及电力传动方面的研究。
孙 尧 男, 1981 年生, 硕士研究生, 从事电力电子技术及智能控制方面的研究。

《电工技术学报》向作者单位致敬

2005 年,《电工技术学报》在广大作者和读者的大力支持和帮助下,共发表论文 241 篇,除两篇为国外稿件外,其余均为国内高校及院所稿件,现按第一作者所在单位发表文章数量统计排序如下(篇数相同者按姓氏拼音排序)。

1 浙江大学	23	25 中国矿业大学	3	49 广西大学	1
2 南京航空航天大学	17	26 北京航空航天大学	2	50 哈尔滨工业大学	1
3 华北电力大学	15	27 北京科技大学	2	51 河北工业大学	1
4 华中科技大学	14	28 北京时代科技集团	2	52 河海大学	1
5 西安交通大学	12	29 长沙大学	2	53 华东交通大学	1
6 海军工程大学	9	30 东北电力学院	2	54 淮阴师范学院	1
7 重庆大学	8	31 Florida A&M Tallahassee	2	55 江南大学	1
8 北京交通大学	7	32 哈尔滨理工大学	2	56 空军工程大学	1
9 华南理工大学	7	33 海军航空工程学院	2	57 兰州交通大学	1
10 清华大学	7	34 合肥工业大学	2	58 内蒙古工业大学	1
11 中科院	7	35 湖南科技大学	2	59 南京工程学院	1
12 沈阳工业大学	6	36 江苏大学	2	60 三峡大学	1
13 天津大学	6	37 空军雷达学院	2	61 邵阳学院	1
14 山东大学	5	38 南京理工大学	2	62 深圳职业技术学院	1
15 福州大学	4	39 安徽工业大学	1	63 同济大学	1
16 湖南大学	4	40 安徽理工大学	1	64 西安电子科技大学	1
17 南京工业大学	4	41 北华大学	1	65 西北工业大学	1
18 上海大学	4	42 北京机械工业学院	1	66 扬州大学	1
19 武汉大学	4	43 北京邮电大学	1	67 浙江工业大学	1
20 西安理工大学	4	44 大庆石油学院	1	68 浙江师范大学	1
21 西南交通大学	4	45 电子科技大学	1	69 中南大学	1
22 上海交通大学	3	46 东北电力科学研究所	1	70 株洲工学院	1
23 四川大学	3	47 佛山科学技术学院	1		
24 燕山大学	3	48 广东工业大学	1		