

文章编号: 1006-4710(2013)01-0098-05

基于滑模控制的逆变电源系统研究

桑智强, 李敏远

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 由于逆变电源的非线性特性, 采用常规控制法会使参数变化敏感、带载波形畸变严重以及负载突变时动态响应速度减慢。针对上述缺点本研究采用基于给定三角波的滑模变结构控制, 通过建立系统的变结构模型、选择切换面函数和控制率分析滑模域, 引用李导数分析滑模运动存在的条件, 用定频控制削弱抖振。实验证明了该控制方法的有效性。

关键词: 逆变电源; 滑模控制; 李导数; 定频

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A

Research on Inverter Power System Based on the Sliding-Mode Control

SANG Zhiqiang, LI Minyuan

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Owing to the nonlinear characteristics of the inverter power, the adoption of the conventional control method can make the parameter be sensitive, the loading waveform become serious distortion and the dynamic response speed become slow when the loads mutates. With an aim at the above defects, this research adopts the sliding-mode variable structure control based on the given triangle wave. The sliding-mode area is analyzed through the establishment of the variable structure model of the system and the selection of the switch surface function and control rate. change, the response slow, use a method based on triangle of given wave sliding-mode control. Through establishing the variable structure model of the system, choosing the switching surface function and control rate. Lie derivative is used to analyze the existing conditions of the sliding-mode movement and the fixed frequency is used to weaken the chattering. The experiments prove the effectiveness of this control method.

Key words: inverter power; sliding-mode control; Lie derivative; fixed frequency

逆变器在工作过程中受开关量的控制, 在两个拓扑之间来回变化, 具有周期性的变结构特性, 常规的控制方法都忽略了这一特性, 使得其带负载的能力减弱, 输出电压波形畸变严重, 动态特性较差^[1-3]。逆变器本质上属于非线性系统, 滑模变结构控制与常规控制方法的区别在于控制的不连续性, 即随时间变化的开关特性, 因此该方法对逆变器是适用的。

滑模控制的实现要选取适宜的滑模面函数, 设置好控制率。滑模控制属于受限控制, 滑模面函数的选择至关重要, 它决定了滑动模态的存在性、滑模面的可达性、滑模运动的稳定性以及系统的动态效果。由于滑模控制的固有抖振会使系统的鲁棒性和动态性能降低, 严重时还会影响系统的稳定^[2-3]。

文献[1]、[3]采用滞环控制来削弱滑模控制的抖振, 即在滑模控制面的两侧增加宽度为 δ 的滞环, 通过加大滑模运动的行程来限制穿越频率。但滞环控制会产生变化的开关频率, 给滤波电路的设计带来麻烦, 在高要求输出的逆变电源中不宜采用。

定频控制能固定开关器件的工作频率, 稳定滑模控制的工作点, 使抖振得以削弱, 为此采用了基于给定三角波的滑模控制(SMC-RTW), 并用实验验证了这一控制方法的良好效果。

1 系统模型及滑模控制分析

文献[4]给出了典型的单相逆变电源系统示意图。主电路包括逆变桥、逆变变压器、滤波电路和负

收稿日期: 2012-10-15

作者简介: 桑智强, 男, 硕士生, 研究方向为滑模变结构控制 400 Hz 逆变电源。E-mail: lilinlinszq@163.com。

李敏远, 男, 教授, 研究方向为现代电源技术与智能测控系统。E-mail: Liminyuan@xaut.edu.cn。

载等,控制系统 TMS320F2812 数字信号处理器为核心器件产生开关信号以控制开关管的导通与关断。其中逆变桥的开关管 VT1、VT4 为一组,VT2、VT3 为一组并交替通断,在逆变桥输出端输出方波,然后由逆变变压器进行电气隔离,经过 LC 电路滤波能在电容两端获得交流正弦波电压。

1.1 逆变器的变结构模型

一般单输入 n 阶逆变器的状态空间方程为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \quad (1)$$

式中, $u \in \{1, -1\}$, \mathbf{x} 为系统状态变量偏差及其各阶导数或积分构成的 n 维向量, $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 为定义在 \mathbf{R}^n 上的平滑矢量场^[5]。

一般选取状态变量偏差的线性组合建立滑模函数 $s(\mathbf{x})$, 滑模面方程为:

$$s(\mathbf{x}) = \mathbf{K}^T \mathbf{x} = 0 \quad (2)$$

式中, $\mathbf{K} = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T \in \mathbf{R}^n$ 为滑模面系数, 滑模运动存在时, 需满足:

$$s(\mathbf{x})\dot{s}(\mathbf{x}) < 0 \quad (3)$$

在逆变电源系统中, 由于电容两端电压可以方便的测量到, 而且为了使输出电压能够很好地跟随参考给定, 选取参考电压与输出电压之差 x_1 及其微分 x_2 作为状态变量得到逆变器状态空间方程, 为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d(v_{ref} - v_c)}{dt} \\ \frac{d(\dot{v}_{ref} - \dot{v}_c)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ref} - v_c \\ \dot{v}_{ref} - \dot{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{E}{LC} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ F(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, E 为逆变器的直流输入, L, R, C 分别为电感、电阻、电容值。 v_{ref} 、 v_c 为参考电压和电容两端电压即输出电压。 $u \in \{1, -1\}$ 分别代表两组开关管的通/断状态。其中, $F(t) = \dot{v}_{ref} + v_{ref}/RC + v_{ref}/LC$ 为外部扰动项。

由式(1)、(4)可定义:

$$\begin{cases} \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{D} \\ \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{B} \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{式中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{E}{LC} \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ F(t) \end{bmatrix}$$

由于 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 为平滑矢量场, 具有任意阶的连续偏导数。对于标量函数 $s(\mathbf{x})$, 定义 $s(\mathbf{x})$ 对 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 的李导数, 即:

$$L_g S = \langle \nabla S, \mathbf{g} \rangle = \left[\frac{\partial S}{\partial x_1}, \frac{\partial S}{\partial x_2} \right] \mathbf{g} \quad (6)$$

1.2 切换函数和切换控制率设计

为获取好的输出特性, 选参考电压与输出电压偏差及其导数的线性组合作为切换函数, 在此选二阶, 即^[1-2]:

$$s(\mathbf{x}) = k_1 x_1 + k_2 x_2 = k_1 (v_{ref} - v_c) + k_2 (\dot{v}_{ref} - \dot{v}_c) \quad (7)$$

式中, k_1 和 k_2 为滑模面函数的系数, 且 $k_1 > 0$ 、 $k_2 > 0$ 。当运行在滑模面上时应满足:

$$s(\mathbf{x}) = 0 \quad (8)$$

式(7)带入式(8)并解该微分方程得:

$$v_{ref} - v_c = v_c(0) e^{-kt} \quad (9)$$

式中, $v_c(0)$ 为初始常值, $e = v_{ref} - v_c$, $k = k_1/k_2$ 。

由(9)式可知, 状态变量运行在滑模面上时, 输出电压是以 k 为衰减因子向参考电压趋近, 且与系统的其它参数无关, 体现了系统在滑动模态时对内部参数和外部扰动的鲁棒性。

式(4)所述的变结构系统包括两个子系统, 分别具有唯一的平衡点, 选择的滑模面须使平衡点分布在它的两侧, 且保证在控制率的作用下系统能够尽快到达平衡点, 以使滑模面可达^[3]。令控制率为:

$$u = \begin{cases} 1, & s(\mathbf{x}) > 0 \\ -1, & s(\mathbf{x}) < 0 \end{cases} \quad (10)$$

显然, 选择上述控制率能够满足要求。

1.3 滑模运动及滑模域分析

首先分析滑动模态的存在性和可达性。滑动模态的存在和可达条件为滑模面附近的的状态轨迹都指向滑模面, 针对(10)式所设计的控制率, 它的存在性和可达性描述为:

$$\begin{cases} \dot{s}(\mathbf{x}) > 0, & s(\mathbf{x}) < 0 \\ \dot{s}(\mathbf{x}) < 0, & s(\mathbf{x}) > 0 \end{cases} \quad (11)$$

联合式(1)、(2)、(6)、(10)带入上式解得:

$$\begin{cases} \dot{s}(\mathbf{x}) = \mathbf{K}^T [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})] < 0, & s(\mathbf{x}) > 0 \\ u = 1 \\ \dot{s}(\mathbf{x}) = \mathbf{K}^T [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})] > 0, & s(\mathbf{x}) < 0 \\ u = -1 \end{cases} \quad (12)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} L_{f+g} S = \langle \nabla S, \mathbf{f} + \mathbf{g} \rangle < 0, & S > 0 \\ L_{f-g} S = \langle \nabla S, \mathbf{f} - \mathbf{g} \rangle > 0, & S < 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$\Rightarrow L_{f+g} S - L_{f-g} S = 2L_g S < 0$$

把 \mathbf{B} 的值代入式(6), 且 $k_2 > 0$ 可得:

$$L_g S = \langle \nabla S, \mathbf{g} \rangle = \left[\frac{\partial S}{\partial x_1}, \frac{\partial S}{\partial x_2} \right] \mathbf{B} = [k_1, k_2] \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{E}{LC} \end{bmatrix} = -\frac{k_2 E}{LC} < 0 \quad (14)$$

可知上式满足存在滑模运动的必要条件^[5]。

在滑模面上运动时,满足:

$$s(\mathbf{x}) = 0, \dot{s}(\mathbf{x}) = 0 \quad (15)$$

并将式(1)、(7)及 $F(t)$ 的表达式带入上式,解得等效控制量为:

$$u_{eq} = \frac{1}{E} [LC \ddot{v}_{ref} + L \dot{v}_{ref/R} + v_{ref}] \quad (16)$$

在实际电路中,由于 L 、 C 的值很小,且 $vc \approx v_{ref}$ 。(16)式可近似为:

$$-1 < u_{eq} \approx vc/E < 1 \quad (17)$$

由以上分析可知,设计该二阶滑模面和控制率,能够满足滑模运动的充要条件。

将式(7)带入式(11)有:

$$-\frac{E}{LC} \leq -\frac{\mathbf{x}_1}{LC} + (k - \frac{1}{RC})\mathbf{x}_2 + F(t) \leq \frac{E}{LC} \quad (18)$$

由式(18)可知,滑模域在两直线 l_1 、 l_2 之间,大小由 k 的值决定,即:

$$\begin{cases} l_1: -\frac{\mathbf{x}_1}{LC} + (k - \frac{1}{RC})\mathbf{x}_2 + F(t) = -\frac{E}{LC} \\ l_2: -\frac{\mathbf{x}_1}{LC} + (k - \frac{1}{RC})\mathbf{x}_2 + F(t) = \frac{E}{LC} \end{cases} \quad (19)$$

图1表示滑模域和滑模轨迹。

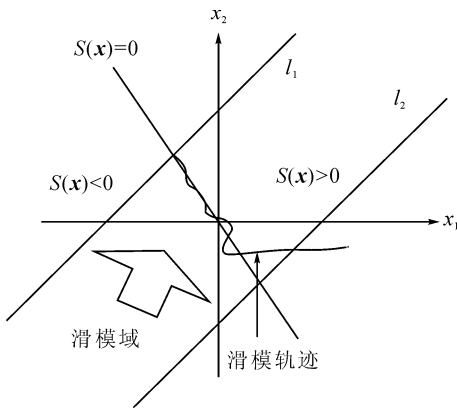


图1 滑模域及滑模轨迹图

Fig. 1 Sliding-mode field and sliding-mode track diagram

直线 l_1 和 l_2 的斜率相同,为 $k' = R/L(kRC - 1)$,而切换线 $s(\mathbf{x}) = 0$ 的斜率为 $-k$ 。在 $k \approx 1/RC$ 时,有最大的滑模域。随着 k 的增大, k' 减小,滑模域顺时针向右转动并呈减小趋势,当 $k \rightarrow \infty$ 时,滑模域减小到0。 $k \rightarrow 0$ 时,由式(9)可知,输出电压跟随参考电压的速度慢。反之 k 值太大,状态轨迹在穿越和在滑模面上运动时速度很快,即输出电压能以较快的速度跟随参考电压,输出误差较小,但状态轨迹背离滑模面方向运行的速度很大,难以返回滑模面,造成抖振,甚至引起系统的不稳定。

因此选取滑模系数时,需兼顾输出电压跟随参

考电压速度的快慢和系统稳定与否这一对矛盾。

1.4 抖振削弱控制

理想滑模控制中,状态变量完全运行在滑模面上。而在实际应用中由于开关频率的限制,以及开关的时滞动作和采样信号传输延迟作用^[6],导致状态轨迹到达滑模面后,不是保持在滑模面上运动,而是在滑模面附近来回做小范围的穿越,甚至产生极限环振荡,导致抖振^[7-8]。抖振的危害极大,会缩短开关器件的使用寿命,增加开关管损耗,在严重时还会引起系统不稳定,甚至损坏开关管^[9-10]。因此削弱抖振的方法一直都是滑模控制研究的重点。

本研究采用基于给定三角波的滑模控制(SMC-RTW),三角波环路用来决定系统的开关频率,滑模函数环可以在稳态时抑制扰动,提供良好的鲁棒性,当出现大的扰动时,滑模环使逆变器具有快的动态响应速度^[11]。在 SMC-RTW 控制中,滑模面函数和给定三角波进行比较,获得开关信号,实际的控制率变为:

$$u = \begin{cases} 1, & s(\mathbf{x}) > \text{RTW} \\ -1, & s(\mathbf{x}) < \text{RTW} \end{cases} \quad (20)$$

式中,RTW 为三角波的幅值。

1.5 滑模控制数字实现

将基于给定三角波的滑模变结构控制(SMC-RTW)应用在逆变电源系统中,采用 TMS320F2812 数字信号处理器来数字实现。参考电压 v_{ref} 由事先存储在 DSP 中的正弦表确定,在定时器周期中断时读取,从霍尔电压传感器获得的电压值 vc 经过 AD 转换后与参考电压值进行比较得到电压误差值,电压误差值和其变化率的线性组合与定时器产生的三角载波进行比较得到 SPWM 波。三角载波的频率与开关器件的频率一致,其对应的数字量由定时器的周期寄存器值确定,要得到一定频率的交流正弦电压,正弦表的点数可设置为开关器件与交流电压频率之比。为防止桥臂的上下开关管导通形成短路,设置一定时长的死区,经过驱动板放大后可以直接驱动开关管的通断。在遇到过流、过压等故障时,PWM 输出端变为高阻态,避免损坏电路。最终的控制结构图如图2所示,虚线部分在 DSP 中进行数字实现。

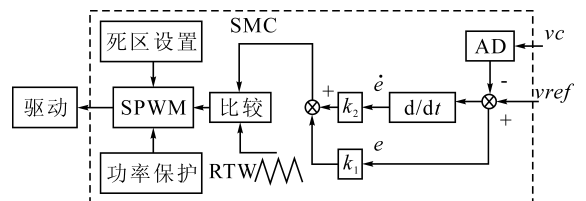


图2 基于 SMC-RTW 的控制结构图

Fig. 2 Framework of the SMC-RTW control

2 实验结果

主电路开关元件采用三菱公司生产的CM100DY-24H模块,驱动电路采用KA962。试验样机的功率为2 kVA,电感由逆变变压器的漏感提供,约为1.6 mH,逆变变压器变比为2,滤波电容 C 为两个450 V/20 μ f的电容并联,电阻负载为25 Ω ,开关频率为26.4 kHz,直流输入为310 V,交流输出电压为115 V/400 Hz,经过多次调试,最后确定的滑模系数 k_1 和 k_2 分别为1和1/1200。

为了便于比较滑模控制和常规控制方法在逆变电源中的效果,本研究首先采用了传统双环控制即电容电流瞬时值内环、电压瞬时值外环,分别在空载和带载的情况下进行实验。图3(a)、3(b)分别为采用常规控制方法时空载和带载的电压电流波形,从图3可以看出,虽然在空载时电压输出波形较好,但在带负载时波峰和波谷出现了明显的畸变,且输出电压幅值有所降低。

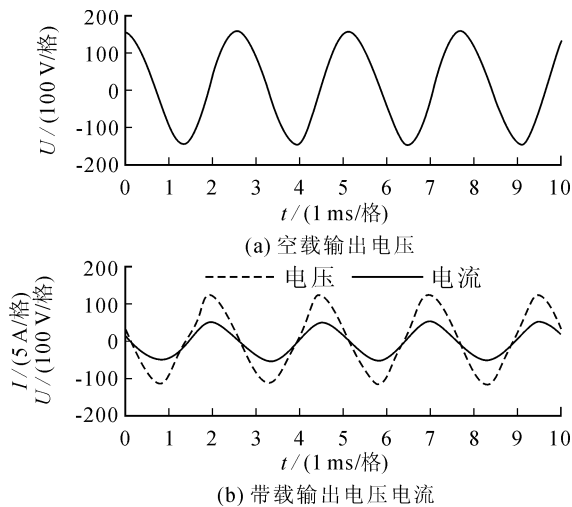


图3 常规控制方法输出电压电流波形
Fig. 3 Output voltage and current waveform using conventional control method

图4中(a)、4(b)分别为采用基于给定三角波的滑模变结构控制方法(SMC-RTW)时空载和带载的电压电流输出波形,从图3、4的比较可以看出,空载时都有较好正弦度的电压输出,但在带载时,滑模控制法输出电压的波形明显比常规控制法好,且在带载前后幅值无变化。

3 结论

1)滑模控制的输出完全跟随参考输入,只与滑模面系数有关,对逆变电源系统在运行过程中随时出现的系统参数变化具有鲁棒性,对带负载时的波

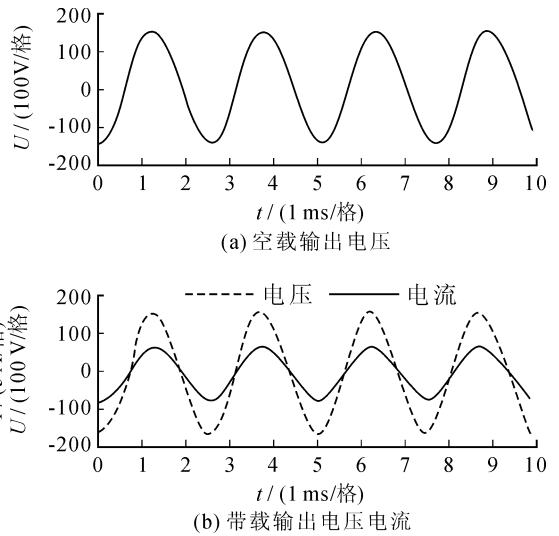


图4 滑模控制输出电压电流波形
Fig. 4 Output voltage and current waveform using sliding mode control

形畸变有很好的抑制作用。

2)基于给定三角波的滑模控制能够固定切换频率,稳定系统的工作点,抖振得到削弱。

3)与常规控制法相比,本研究方法能够使逆变电源系统输出电压有良好的稳态性能,带载能力增强。

参考文献:

- [1] Siew Chong Tan, Lai Y M, Chi K, et al. An adaptive sliding mode controller for buck converter in continuous conduction mode[J]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2004, 4(2): 1395-1398.
- [2] 张涛. 电力电子变换器中滑模变结构控制技术研究报告[D]. 杭州:浙江大学, 2006.
Zhang Tao. Power electronic converter in sliding mode variable structure control technology research [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2006.
- [3] 陈庆学, 南余荣. 全桥逆变器的滑模控制器的设计及仿真[J]. 机电工程, 2008, 25(5): 1-3.
Chen Qingxue, Nan Yurong. Design and simulation on sliding mode controller of full bridge buck inverter[J]. Mechanical & Electrical Engineering Magazine, 2008, 25(5): 1-3.
- [4] 丛艳娟, 李敏远. 基于模糊自整定控制的400 Hz 逆变电源系统[J]. 电力电子技术, 2011, 5(5): 94-95.
Cong yanjuan, Li Minyuan. Research for 400 Hz inverter system based on the fuzzy self-tuning control [J]. Power Electronics, 2011, 5(5): 94-95.
- [5] 许飞, 马皓, 何湘宁. 新型 Buck 逆变器 3 阶滑模控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(12): 2-3.
Xu Fei, Ma Hao, He Xiangning. Novel three-order sliding

- mode control strategy for buck inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(12):2-3.
- [6] 刘春喜,马伟明,孙驰,等. 大功率 400 Hz 逆变电源数字控制设计[J]. 电工技术学报,2011,26(1):101-103.
Liu Chunxi, Ma Weiming, Sun Chi, et al. Digital control design of high power 400 Hz inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(1):101-103.
- [7] 张黎,丘水生. 滑模控制逆变器的分析与实验研究[J]. 中国电机工程学报,2006,36(28):1-3.
Zhang Li, Qiu Shuisheng. Analysis & experimental study of sliding mode control inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2006,36(28):1-3.
- [8] 倪雨,许建平. 基于等效控制的全局滑模控制 Buck 变换器设计[J]. 西南交通大学学报,2009,10(5):655-656.
Ni Yu, Xu Jianping. Design of global sliding-mode controlled buck converters based on equivalent control[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2009, 10(5):655-656.
- [9] Vietson M N, Lee C Q. Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters[J]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1996, 23(4):111-113.
- [10] 周宇飞,丘水生. Boost 变换器滑模控制方法及其实验研究[J]. 电力电子技术,2001,4(2):42-44.
Zhou Yufei, Qiu Shuisheng. A sliding-mode control technique for boost converter and its experiment research[J]. Power Electronics,2001,4(2):42-44.
- [11] 马皓,张涛,韩思亮. 新型逆变器滑模控制方案研究[J]. 电工技术学报,2005,20(7):50-53.
Ma Hao, Zhang Tao, Han Siliang. Analysis and design of sliding mode control for novel buck inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2005,20(7):50-53.

(责任编辑 李虹燕)

简讯

张国君教授课题组论文在国际知名杂志《Nature Materials》在线发表

近日,西安理工大学材料科学与工程学院张国君教授与西安交通大学孙军教授、以及金堆城铝业股份有限公司孙院军教授等合作,研制出一种新型纳米结构弥散强化高强度大拉伸延性铝合金材料。这种具有纳米稀土氧化物粒子与超细晶微观结构的铝合金在获得显著强化的同时,其拉伸延性可成倍提高。此项结果以论文的形式 1 月 27 日在线发表于《Nature Materials》(材料领域期刊影响因子最高)杂志网站上(<http://www.nature.com/nmat/journal/vaop/ncurrent/abs/nmat3544.html>;影响因子为 32.8)。

(摘自理工大新闻网 2013-03-12)