

# 逆变器并联系统中谐波环流抑制的研究

张宇, 段善旭, 康勇, 陈坚

(华中科技大学电气学院, 湖北省武汉市, 430074)

## The Research of Harmonic Circulating Current Restrain in Parallel Inverter Systems

ZHANG Yu, DUAN Shan-xu, KANG Yong, CHEN Jian

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

**ABSTRACT:** In inverters, the distortion of the output sine voltage caused by factors like dead-times of power switches can be well compensated by the instantaneous voltage feedback regulators like PID controllers. However, in our experiments, we found that the dead-times could result in significant large circulating currents, and the instantaneous regulators had limited effect on restraining them, esp. in large power parallel systems where the filter reactors and output impedances must be small. In this paper, for analysis of the harmonic circulating currents, an inverter model that considered the bias of SPWM as a disturbance was established. The research of the restrain on harmonic circulating currents by the instantaneous regulators indicated that there had been relation between the output voltage distortion restrain and the harmonic circulating currents restrain by the regulators. The compare of the single loop and dual loop control demonstrated that regulators that can achieve good waveforms could also lead to the better restraining of the harmonic circulating currents. The experiments and simulation validated the conclusion.

**KEY WORDS:** power electronics; inverter; parallel; instantaneous voltage feedback regulator; harmonic circulating current

**摘要:** 逆变器中, 电压瞬时值反馈调节对死区等因素造成的输出电压波形畸变有着很好的校正作用, 但在实验中发现, 对于大功率逆变器, 由于滤波电感及并机电抗都很小, 使得死区等因素可引起很大的谐波环流, 而电压瞬时值反馈控制对这种谐波环流的抑制能力是非常有限的。该文为研究谐波环流的产生机理及瞬时值反馈控制对谐波环流的抑制作用, 建立了基于谐波扰动的逆变器模型。研究表明, 瞬时值反馈控制对谐波环流的抑制能力与其波形校正能力存在相互关系。通过对电压单环, 电压电流双环控制的谐波环流抑制能

力的比较, 发现波形控制效果较好的瞬时值反馈控制, 对谐波环流也有较好的抑制作用。仿真与实验验证了上述结论。

**关键词:** 逆变器; 并联; 电压瞬时值反馈; 谐波环流

## 0 前言

在逆变器中, 死区等因素所引起的输出电压波形失真还是比较严重的, 但通过电压瞬时值反馈调节可得到很好的校正<sup>[1-2]</sup>。近年来, 得到广泛研究的电压瞬时值反馈控制技术主要有PID控制, 结合电流内环的双环控制, 无差拍控制及重复控制等<sup>[3-5]</sup>。然而, 在逆变器并联系统的实验中发现, 对于大功率逆变器而言, 由于滤波电感及并机电抗都很小, 逆变器之间死区的差异可引起很大的谐波环流, 而瞬时值反馈控制对这种谐波环流的抑制能力是很有限的<sup>[6]</sup>。传统的逆变器模型都将死区效应等效为逆变桥输出侧的串联等效电阻, 这对死区引起的谐波环流是无法解释的。本文将死区等因素所造成的SPWM波的偏差电压看作是一种扰动, 建立了逆变器的动态数学模型, 该模型揭示了死区等因素引起谐波环流的机理以及电压瞬时值反馈控制对谐波环流的抑制作用。本文基于该模型对逆变器并联系统中谐波环流的抑制进行了研究。理论分析及仿真、实验都表明, 能实现良好的波形校正的瞬时值反馈控制, 对谐波环流也有较好的抑制效果, 但减小并机电抗将减弱瞬时值反馈控制的谐波环流抑制效果。在此基础上, 本文将电压单环控制及电压电流双环控制进行了比较, 结果也验证了这一结论。

## 1 基于谐波扰动的逆变器模型

对于图1所示的全桥逆变器, 当输出功率较大

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(50237020)。

Project Supported by National Natural Science Key Foundation of China (50237020).

时,通常将死区设置得较大,如果不采取波形校正技术,其输出正弦波形的失真是相当严重的<sup>[7][8]</sup>。由于死区效应会随开关频率的提高而增强,因而提高开关频率并不能明显地改善输出波形,通常引入电压瞬时值反馈控制,以获得良好的输出波形<sup>[3]</sup>。

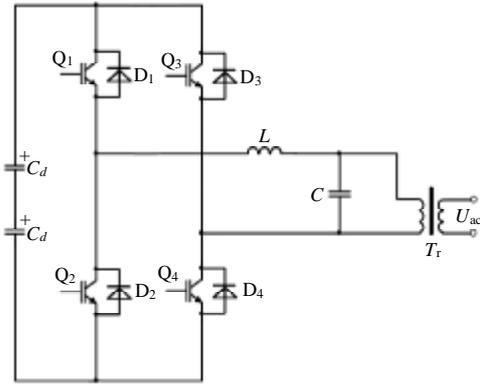


图1 单相全桥逆变器

Fig. 1 Single-phase full bridge inverter

电压瞬时值反馈控制的基本结构如图2所示。瞬时电容电压作为反馈量和参考正弦信号 $u_{ref}$ 比较后,通过调节器 $R(s)$ 产生调制波,去控制SPWM驱动信号的产生。

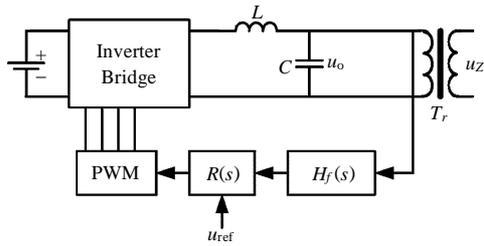


图2 电压瞬时值反馈控制框图

Fig. 2 The instantaneous voltage feedback regulation block

对于纯粹的PI调节器 $R(s) = K_I / s + K_P$ ,由于带来了严重的相位滞后,使得系统不稳定,因此常采用PID调节器或在反馈通道中引入电压微分反馈等方式,使开环传递函数增加一个零点,补偿相位的滞后<sup>[9]</sup>。

由图2可得出相应的传递函数框图,如图3所示。图中的 $r$ 仅代表滤波电感和电缆的损耗,而并不包含死区效应。理想的逆变桥表现为放大环节,它只对调制波进行线性放大(放大倍数为 $K_a$ ),但死区可引起SPWM波的偏差电压 $U_e(s)$ 。对于死区效应,传统的逆变器模型通常用一个和滤波电感 $L$ 相串联的电阻来等效<sup>[9-10]</sup>。而事实上,死区效应产生的偏差电压决定于直流母线电压及开关频率,相位和滤波电感的电流反相,具有受控电压源的特

性。因此,为研究瞬时值反馈控制对谐波环流的抑制作用,在图3所示的模型中,将死区等因素造成的逆变桥输出SPWM波中的偏差电压 $U_e(s)$ 看作是一种扰动,它既含有基波分量,也含有谐波分量。前者影响输出电压的稳压精度,后者引起了输出电压波形的失真。因此,只要抑制了偏差电压的影响,也就抑制了谐波失真,同时也改善了稳压精度。

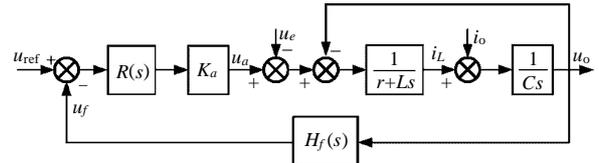


图3 逆变器传递函数框图

Fig. 3 The transfer function block of inverter

偏差电压的形成有多种因素,如SPWM波中固有的高次谐波,死区,过调制,驱动电路的延时等。其中,死区引起的偏差电压是最为明显的,且其中含有大量的低次谐波<sup>[8]</sup>。

由图3得出逆变器的闭环传递函数为

$$U_o(s) = \frac{K_a R(s)}{LCs^2 + rCs + K_a H_f(s)R(s) + 1} U_{ref}(s) - \frac{1}{LCs^2 + rCs + K_a H_f(s)R(s) + 1} U_e(s) - \frac{Ls + r}{LCs^2 + rCs + K_a H_f(s)R(s) + 1} I_o(s) \quad (1)$$

$$\text{令 } B_e(s) = LCs^2 + rCs + K_a H_f(s)R(s) + 1 \quad (2)$$

可得

$$U_o(s) = \frac{K_a R(s)}{B_e(s)} U_{ref}(s) - \frac{1}{B_e(s)} \cdot U_e(s) - \frac{Ls + r}{B_e(s)} I_o(s) \quad (3)$$

因此, $U_e(s)$ 在输出电压中引起的偏差为

$$X_e(s) = U_e(s) / B_e(s) \quad (4)$$

$X_e(s)$ 既含有基波分量也含有谐波分量其中,基波分量代表着 $U_e(s)$ 带来的电压跌落;谐波分量则代表着 $U_e(s)$ 带来波形失真。稳压精度可通过增加电压均值反馈调节等措施予以保证,而波形失真却只能通过提高 $B_e(s)$ 的增益,或消除 $U_e(s)$ 来实现。对于大功率逆变器,死区的减小是有限度的,提高 $B_e(s)$ 的增益则主要通过提高调节器 $R(s)$ 及反馈通道 $H_f(s)$ 的增益,也可提高 $L, C$ 等主电路参数来实现,但所有这些参数的提高都是有限度的。

非线性负载会使输出电流 $I_o(s)$ 含有大量的谐波,这也是引起波形失真的重要原因。但本文不予

讨论，并假设负载为线性负载，此时引起波形失真的主要原因就是  $U_e(s)$ 。

## 2 并联逆变器中谐波环流的产生

两台单相逆变器的并联电路如图 4 所示。其中， $r_{o1} = r_{o2} = r$  为电感和线缆的损耗等效电阻； $Z_1, Z_2$  为并机电抗，可由变压器  $T_r$  的漏抗实现。

环流的定义为<sup>[11]</sup>

$$i_H(t) = [i_{o1}(t) - i_{o2}(t)] / 2 \quad (5)$$

如果  $Z_1 = Z_2 = j\omega L_K$ ，则由图 4 可得

$$I_H(s) = \frac{U_{o1}(s) - U_{o2}(s)}{2 \cdot s \cdot L_K} \quad (6)$$

其中， $s$  为  $s$  域中的传递函数变量。根据(6)可知，环流与实际负载并无直接关系，于是结合工式(3)可得

$$U_{o1}(s) - U_{o2}(s) = \frac{K_a R(s) \cdot [U_{ref1}(s) - U_{ref2}(s)]}{B_e(s)} - \frac{U_{e1}(s) - U_{e2}(s)}{B_e(s)} - \frac{(Ls + r) \cdot [I_{o1}(s) - I_{o2}(s)]}{B_e(s)} \quad (7)$$

将式(5)和式(6)代入式(7)，并令

$$\Delta U_e(s) = [U_{e1}(s) - U_{e2}(s)] / 2$$

$$\Delta U_{ref}(s) = [U_{ref1}(s) - U_{ref2}(s)] / 2$$

可得环流的表达式

$$I_H(s) = \frac{K_a R(s)}{Ls + r + sL_K \cdot B_e(s)} \Delta U_{ref}(s) - \frac{1}{Ls + r + sL_K \cdot B_e(s)} \Delta U_e(s) \quad (8)$$

当  $U_{ref1}(s) = U_{ref2}(s)$  时，可得环流表达式

$$I_H^e(s) = - \frac{1}{(Ls + r) + sL_K B_e(s)} \Delta U_e(s) \quad (9)$$

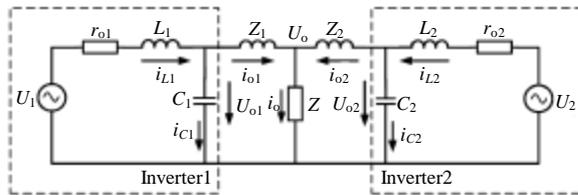


图 4 单相逆变器并联电路图

Fig. 4 The parallel circuit of two single-phase inverter

因此，即使两台逆变器的电压给定正弦信号完全相同，即  $U_{ref1}(s) = U_{ref2}(s)$ ，环流  $I_H^e(s)$  依然存在。且与两台逆变器的偏差电压之差  $\Delta U_e(s)$  成比例，本文将  $\Delta U_e(s)$  引起的环流  $I_H^e(s)$  称之为偏差环流。

偏差环流中既含有基波分量，也含有谐波分量。其中的基波环流可通过调节基准正弦  $U_{ref}(s)$  予以消除，而偏差环流中含有的谐波，本文称之为谐波

环流。由于含有大量的低次谐波，为逆变器的环流抑制带来了很大的困难，因为它是逆变器本身所固有的，无法通过改变  $U_e(s)$  来消除，也很难通过检测谐波环流并在  $U_{ref}(s)$  中叠加谐波来抵消它<sup>[12-13]</sup>。由于偏差环流中包含了谐波环流，因此抑制了偏差环流也就抑制了谐波环流。

比较式(4)和式(9)可以看出，提高  $B_e(s)$  的增益既可以抑制谐波失真  $X_e(s)$ ，也可抑制谐波环流  $I_H^e(s)$ 。因此，一个瞬时值反馈调节器如果能够抑制  $U_e(s)$  产生的谐波失真，也同样能抑制  $\Delta U_e(s)$  产生的谐波环流。对于主电路参数而言，当提高该参数能抑制  $U_e(s)$  产生的谐波，同时也一定能抑制  $\Delta U_e(s)$  产生的谐波环流。

如果将死区效应等效为与电感串联的电阻，会得出死区对环流有很强的抑制作用的结论，这和实验结果是相矛盾的。事实上，死区在 SPWM 波中产生了很大的偏差电压，当两机死区不相等时，偏差电压的差异可带来很大的谐波环流。因此，图 3 所示的模型对谐波环流的产生机理作了很好的解释。

由式(8)可以进一步看到，并机电抗  $L_K$  和  $B_e(s)$  相乘的结果，使得当并机电抗减小时，会使瞬时值反馈对谐波环流的抑制作用大大降低。当取消并机电感后，瞬时值反馈对环流的抑制作用也消失了。因此，对于大功率逆变器而言，并机电抗的选取是很矛盾的，太小会造成谐波环流过大。而太大则会造成太大的压降，消耗无功功率。

使并联系统中各台逆变器的电路参数尽可能一致从而消除  $\Delta U_e(s)$  是一个彻底而有效的途径，但元器件的筛选工作也为逆变器或 UPS 的批量生产带来了很大的麻烦。基于微处理器的数字化控制技术，将逆变器的控制电路尽可能地数字化是减小谐波环流的有效途径。

## 3 双环控制对谐波环流的抑制

控制系统的快速动态响应要求控制系统的频带要宽，高的控制精度要求回路增益要大，同时控制系统必须稳定，引入电流内环可很好地解决该问题。在电压环的基础上增加电流环，可有效抑制电流的干扰，又使得电压外环的设计得以简化<sup>[14-15]</sup>。而电流内环还可实现自动限流保护功能，因此，近年来，双环控制已得到了广泛的应用。根据电流反馈取样的不同，瞬时电流反馈有两种方式，即电容电流反馈和电感电流反馈。



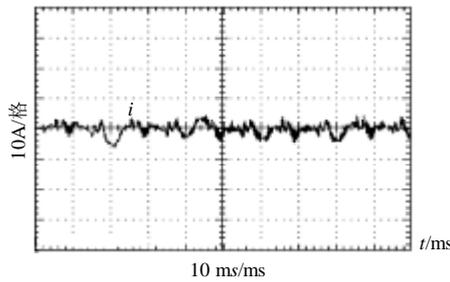


图 7 70 A 阻性负载时的谐波环流

Fig. 7 The circulating current with 70A resistant load

控制使单机运行时获得了很好的输出波形，但并联运行时依然产生了很大的谐波环流，如图 8 所示。这种谐波环流表现为锯齿波，且其中含有大量的低次谐波，使得系统的干扰及噪声都很大。

仿真可避免逆变器参数分散性的干扰，因此，利用 Matlab 对上述实验中出现的谐波环流作了相应的仿真，仿真结果如图 9 中的虚线所示，它和实验波形是完全一致的。图 9 中的实线为无瞬时值反馈调节时的谐波环流，可以看出，瞬时值反馈调节对谐波环流是有抑制作用的。

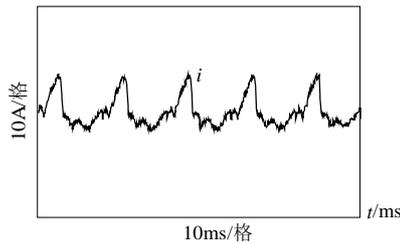


图 8 1 ms 死区差的谐波环流(40A 阻性负载)

Fig. 8 The circulating current with 1ms dead-time difference between two inverters (40A resistant load)

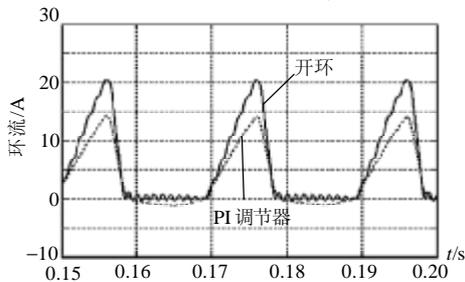


图 9 仿真：1 ms 死区差异产生的谐波环流

Fig. 9 The circulating current with 1 ms difference between inverters (40A resistant load)

由于比例微分反馈环节实现了输出电压及输出电压的微分两种状态变量的反馈，当输出电压取自滤波电容  $C$  时，输出电压的微分也代表着电容电流。这意味着，该控制结构可等效为简化的基于电容电流反馈的双环控制结构。和图 5 相对比，可得： $K_{f1} = K_f \cdot t_f$ ， $K_{f2} = K_f$ ， $R_1(s) = 1$ ， $R_2(s) = R(s)$ 。如果令  $R_1(s)$  不为 1，则控制系统为标准的基于电容电

流反馈的双环控制结构。由此，可将单环控制和双环控制结构的环流进行比较。

利用 Matlab 对基于双环控制的逆变器并联系统作了相应的仿真比较。仿真中，保持逆变器之间  $1 \mu s$  的死区差异不变，令  $R_1(s)$  为比例调节器，即  $R_1(s) = K_r$ ，当  $K_r$  取 1 时，对应着实验中的逆变器控制结构，令  $K_r$  分别取 5 和 10 时，谐波环流的仿真波形如图 10 所示。

仿真结果表明，对于  $1 \mu s$  死区差所产生的谐波环流，随着  $K_r$  取值的加大，谐波环流的峰值从 15 A 降为 5 A。而单机运行时，逆变器输出电压的  $h_{THD}$  从 0.84% 降为 0.55%。因此，当电压瞬时值反馈调节器带来了更好的波形控制效果时，对谐波环流也有着更好的抑制效果。

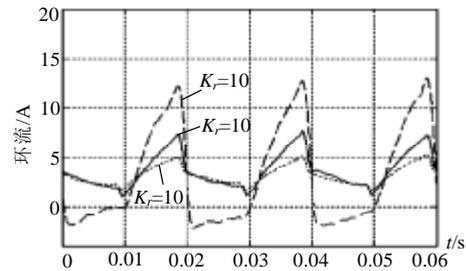


图 10 仿真：1 ms 死区差异产生的谐波环流

Fig.9 Simulation: The circulating current with 1ms dead-time difference between two inverters (40A resistant load)

## 5 结论

对于大功率并联逆变器而言，由于滤波电感及并机电抗都很小，死区等因素可引起很大的谐波环流。本文将死区等因素所造成的 SPWM 波的偏差电压看作是一种谐波扰动，建立了基于谐波扰动的逆变器动态数学模型，该模型揭示了逆变器输出波形失真及并联系统中谐波环流的产生机理。基于这一模型，得出了逆变器并联系统中的环流模型，研究了电压瞬时值反馈控制对谐波环流的抑制作用。理论分析及仿真、实验都表明，波形控制效果越好的瞬时值反馈控制，对谐波环流的抑制能力也越强，但减小并机电抗将减弱瞬时值反馈控制的谐波环流抑制效果。本文将电压单环控制，电压电流双环控制对谐波环流的抑制作用进行了比较，结果表明，双环控制的波形控制效果优于单环控制，其谐波环流的抑制能力也优于单环控制。

## 参考文献

[1] Jeong Seung-Gi, et al. The analysis and compensation of dead time effects in PWM inverters[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics,

- 1991, 38(2): 108-114.
- [2] Jong-Woo C, Seung-Ki S. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1996, 11(2): 221-227.
- [3] Ryan M J, Brumsickle W E, Lorenz R D. Control topology options for single phase UPS inverters[J]. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1997, 33(2): 493-501.
- [4] Tzou Y Y, Ou R S, Jung S L, et al. High performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique[J]. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1997, 12(7): 715-725.
- [5] 万健如, 裴玮, 张国香. 统一电能质量调节器同步无差拍控制方法研究[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(13): 63-67.  
Wan Jianru, Pei wei, Zhang Guoxiang. Research on synchronization deadbeat control algorithm for unified power quality conditioner [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(13): 63-67(in Chinese).
- [6] 张宇, 陈息坤, 康勇, 等. 逆变器并联系统中死区的环流效应[J]. *电力电子技术*, 2005, 39(5): 99-100.  
Zhang Yu, Chen Xikun, Kang Yong, et al. The dead time effect on circulating current between parallel inverters[J]. *Power Electronics*, 2005, 2005, 39(5): 99-100(in Chinese).
- [7] Mohan N, Undeland T M, Robbins W P. *Power electronics-converters, applications, and design*[M]. Third Edition, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, USA, 2003.
- [8] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(3): 13-17.  
Hu Qingbo, Lu Zhengyu. A novel method for dead-time compensation based on SVPWM[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(3): 13-17(in Chinese).
- [9] 高军, 赵向华, 杨旭, 等. 正弦波逆变器电压微分反馈控制策略的研究[J]. *电力电子技术*, 2000, (5): 12-14.  
Gao Jun, Zhao Xianghua, Yang Xu, et al. A control scheme with voltage differential feedback for sine-wave inverter[J]. *Power Electronics*, 2000, 34(5): 12-14(in Chinese).
- [10] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术研究[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(1): 49-53.  
Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [11] Ogasawara S, Takagaki J, Akagi H. A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter[J]. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1992, 28(5): 1023-1027.
- [12] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 采用 SVPWM 的三相逆变电源的分散逻辑并联运行[J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(6): 81-86.  
Kong Xuejuan, Wang Jinjiang, Peng Li, et al. Distributed logic paralleling operation of three phase inverters applying SVPWM [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(6): 81-86(in Chinese).
- [13] 邢岩, 严仰光. 电流型调节逆变器的冗余并联控制方法[J]. *电机工程学报*, 2004, 24(11): 199-202.  
Xing Yan, Yan Yangguang. Control for current regulated inverters in redundant parallel operation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2004, 24(11): 199-202(in Chinese).
- [14] Naser M Abdel-Rahim, Quaicoe J E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters[J]. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1996, 11(4): 532-547.
- [15] 郭卫农, 陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术研究[J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(9): 64-68.  
Guo Weinong, Chen Jian. Study on digital dual-loop control for inverters based on state-observer[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2002, 22(9): 64-68(in Chinese).

收稿日期: 2006-01-24。

作者简介:

张宇(1970—), 男, 江苏无锡人, 博士, 从事电力电子与电力传动的研究, E-mail: [zyu1126@public.wh.hb.cn](mailto:zyu1126@public.wh.hb.cn)。

(编辑 王彦骏)