

# W 波段回旋行波管放大器的模拟与设计\*

来国军<sup>1)2)</sup> 刘濮鲲<sup>1)†</sup>

1) 中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

2) (中国科学院研究生院, 北京 100039)

(2005 年 2 月 4 日收到, 2005 年 3 月 18 日收到修改稿)

回旋行波管放大器是高功率毫米波雷达发射系统最重要的候选者. 通过对回旋行波管放大器中的绝对不稳定性、回旋返波振荡以及电子注-波相互作用的研究, 讨论了回旋行波管的稳定性、寄生模式的抑制和工作参数的优化等问题, 给出了 W 波段  $TE_{01}$  模回旋行波管放大器的模拟设计结果. PIC 粒子模拟结果表明, 在电子注电压 100 kV、电流 10 A、工作磁场 3.52 T 时, 94 GHz 的基波回旋行波管放大器可获得大于 250 kW 的输出功率、40 dB 的增益、大于 25% 的效率和约 5% 的带宽.

关键词: W 波段, 回旋行波管放大器, 模拟, 设计

PACC: 5250, 5275

## 1. 引 言

高功率毫米波雷达不但在逆合成孔径雷达成像、反隐身、反低空飞行目标、导弹防御和电子对抗等国防领域有着非常重要的应用, 而且在遥感、气象、深空探测和 TeV 超高能对撞机等民用领域也有很好的应用前景. 目前, 世界各主要大国都在竞相发展军用和民用高功率毫米波雷达系统. 例如, 俄罗斯已研制成功  $K\alpha$  波段毫米波远程相控阵雷达“Ruza”, 而美国海军研究实验室(NRL)也研制出了 W 波段高功率毫米波雷达系统“WARLOC”<sup>[1]</sup>.

要发展高功率毫米波雷达, 首先要研制高功率毫米波源. 传统的真空电子器件, 如行波管、速调管和磁控管等常规微波电真空器件, 由于受其工作机理的限制, 在毫米波频段遇到了极大的困难. 而回旋管作为一种新型快波器件, 它不受常规电真空器件中电子与波相互作用空间的线尺寸和频率成反比规律的限制, 在毫米波段其尺寸比传统器件大得多, 因而其功率容量也大得多. 为了获得高功率相干毫米波源, 将其应用于毫米波雷达系统, 目前国际上正在大力发展回旋管放大器. 其中, 回旋行波管具有比其他回旋器件更大的带宽和效率, 因而它自诞生以来

就受到了各国科学家和政府的普遍重视. 经过了几十年的发展, 回旋行波管放大器在理论和实验两方面都取得了极大的进展<sup>[1-6]</sup>, 从而成为最具发展前景和应用价值的一种高功率宽带毫米波相干辐射源.

然而, 相对于回旋振荡管和回旋速调管, 由于回旋行波管对各种寄生振荡极其敏感, 一直受到稳定性问题的困扰, 在应用方面相对比较滞后. 因此, 如何抑制各种寄生振荡产生的模式竞争一直是回旋行波管研究中最突出的问题. 回旋行波管的相关研制经验表明<sup>[4-14]</sup>, 绝对不稳定性和回旋返波振荡是两种最主要的寄生振荡来源. 近年来, 随着对回旋行波管相互作用理论认识的加深, 出现了螺旋波导、开槽波导、折叠波导等多种能抑制模式竞争的相互作用结构, 并在实践中取得较好的效果<sup>[15]</sup>. 但是在 W 波段, 模式竞争的抑制电路往往会造成模式畸变, 从而破坏工作模式, 形成新的模式竞争. 到目前为止, 美国加州大学戴维斯分校(UCD)和台湾清华大学所采用的多段损耗波导结构被证明是解决模式竞争问题的有效办法<sup>[4,16]</sup>.

本文研究采用三段损耗波导的相互作用结构的 W 波段  $TE_{01}$  模基波回旋行波管放大器. 首先讨论了回旋行波管放大器的稳定性问题, 然后通过 PIC 粒

\* 国家自然科学基金(批准号: 60571039)与国家杰出青年科学基金(批准号: 60125104)资助的课题.

† E-mail: pkliu@mail.ie.ac.cn

子模拟研究了回旋行波管中的电子注-波相互作用,给出了 W 波段基波回旋行波管相互作用电路的优化设计结果.

## 2. 回旋行波管放大器的稳定性

当回旋行波管工作在  $TE_{mn}$  模式时,波导模式和回旋电子注模式相互作用产生耦合,见图 1. 在回旋行波管放大器中可能激励起两种振荡,即绝对不稳定性振荡(图 1 中的 1、2 两点)和回旋返波振荡(图 1 中的 3、4 两点).为了使放大器能稳定地工作,必须选择合适的参数和结构以抑制振荡的产生.

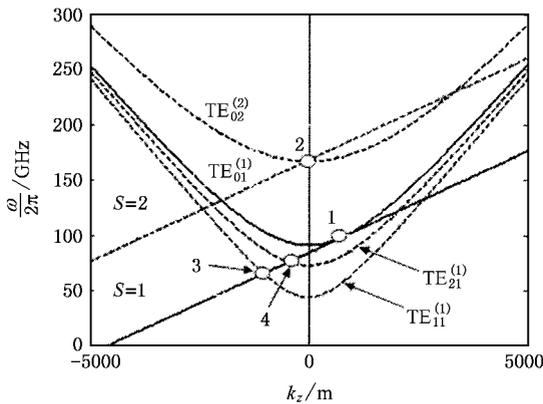


图 1 回旋行波管的色散曲线(此处电子注电压  $V_b = 100$  kV, 电子横纵速度比  $\alpha = 1.0$ )

### 2.1. 绝对不稳定性抑制

在接近波导模和回旋电子注模的相切点,电子回旋脉塞的色散方程为<sup>[10]</sup>

$$(\bar{\omega}^2 - \tilde{k}_z^2 - 1)(\bar{\omega} - \tilde{k}_z \beta_z - s\Omega_c/\omega_c)^2 = -\epsilon, \quad (1)$$

式中  $\bar{\omega} = \omega/\omega_c$  为归一化的角频率( $\omega_c$  为波导的截止角频率);  $\beta_z = v_z/c$  ( $v_z$  为电子轴向速度,  $c$  为光速);  $\tilde{k}_z$  为轴向波数;  $s$  为谐波数;  $\Omega_c$  为相对论电子回旋频率;  $\epsilon$  为耦合因子.

在回旋行波管的电子注-波相互作用耦合系统中,不稳定区域存在于饱和点附近<sup>[8-11]</sup>. 波的放大发生在电子注回旋模式和波导模式的相切点附近. 如果不稳定区局限在  $k_z > 0$ , 波将在传导不稳定性的作用下被放大,而如果电子注与波的耦合足够强,使不稳定区延伸到  $k_z < 0$  的区域,波将绝对增长从而引起振荡,转化为绝对不稳定性,破坏正常的放大过

程. 因此,电子注与波的相互作用存在有限的带宽.

为了抑制绝对不稳定性,必须使耦合因子  $\epsilon$  小于阈值  $\epsilon_c$ , 工作电流  $I$  必须不超过临界电流  $I_c$ . 对于无限长圆波导中的  $TE_{mn}$  模,传导不稳定性转化为绝对不稳定性的临界起振电流  $I_c$  可表示为<sup>[8]</sup>

$$I_c = \frac{\gamma_0 \beta_z}{4\beta_{\perp}^2} \cdot \frac{(\chi_{mn}^2 - m^2) J_m^2(\chi_{mn}) I_A \epsilon_c}{[J_{s-m}(k_c r_c) J'_s(k_c r_L)]^2}, \quad (2)$$

式中  $I_A = mc^3/e = 17$  kA;  $\gamma_0$  为相对论因子;  $r_L$  为拉莫尔半径;  $r_c$  为电子回旋中心半径;  $k_c$  为横向波数;  $\chi_{mn} = k_c R_w$  ( $R_w$  表示波导内半径);  $J_m(x)$  表示  $m$  阶贝塞尔函数,而  $\chi_{mn}$  为  $J'_m(x) = 0$  的第  $n$  个根;  $\epsilon_c$  由相互作用电路和工作参数决定<sup>[5-7]</sup>.

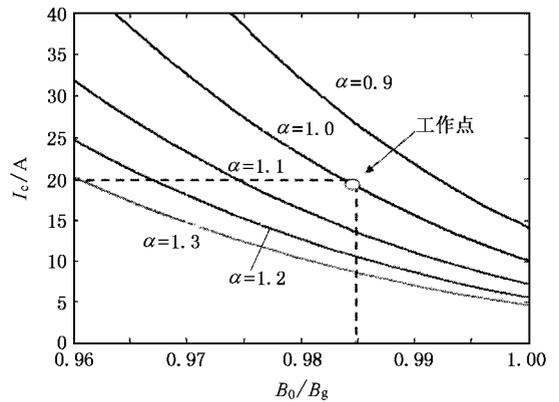


图 2 绝对不稳定性的起振电流随归一化磁场  $B/B_g$  ( $B_g$  为饱和磁场)和电子横纵速度比  $\alpha$  的变化,此处工作电压  $V_b = 100$  kV

图 2 给出了在波导内半径  $R_w = 0.20$  cm、工作电压  $V_b = 100$  kV 的条件下,绝对不稳定性的起振电流随工作磁场和电子横纵向速度比的变化. 从图中可以看出,起振电流随磁场的增大而急剧减小,但是较低的磁场极大地降低了工作效率,限制了输出功率的提高;当电子横纵向速度比  $\alpha$  较小时,起振电流很高,但耦合作用较弱. 随着  $\alpha$  的增大,起振电流逐渐减小,耦合作用增强. 因此,调整磁场和电子横纵向速度比一直是抑制绝对不稳定性的有效手段.

在  $R_w = 0.20$  cm,  $V_b = 100$  kV,  $\alpha = 1$ ,  $B = 0.985 B_g$  时,回旋行波管的起振电流约为 20 A. 虽然速度零散和终端反射会降低起振电流,但由于损耗会有效提高起振电流. 因此,我们将工作电流选择为 10 A 是比较安全的.

### 2.2. 回旋返波振荡抑制

回旋返波振荡是由于多普勒回旋频率和返波相

相互作用而引起的,它是回旋行波管放大器的另一个主要的振荡源<sup>[5,6,10-14]</sup>。如图 1 所示,3,4 点分别是  $TE_{11}$  和  $TE_{21}$  模的返波振荡点,当相互作用长度超过临界长度时,这些竞争模式将被激起,从而破坏回旋管行波放大器的性能。产生振荡的本质原因是电子注-波耦合太强而导致能量的产生大于损耗。因此,采用损耗波导和截止段都可以加大能量的损耗<sup>[10,16]</sup>,从而改变相互作用的临界长度。对于某一模式来说,如果它失去的能量大于从电子注中获取的能量,它就不会被激起,因此我们在相互作用电路中采用损耗较强的截止段以达到延长相互作用长度,抑制返波振荡的目的。

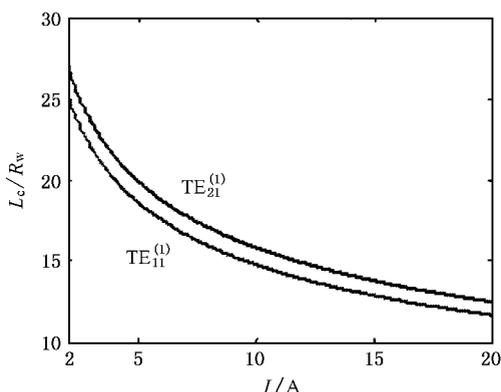


图 3 回旋返波振荡模式的起振长度随工作电流的变化

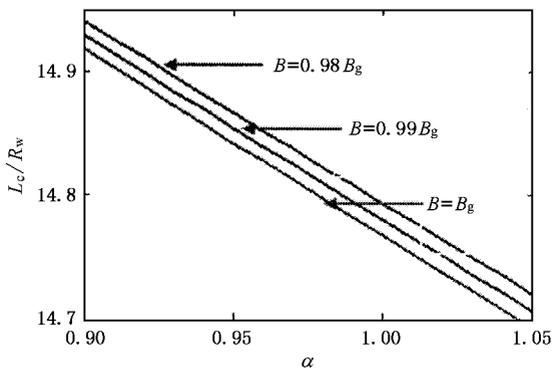


图 4 回旋返波振荡模式的起振长度随磁场和电子横纵速度比的变化

回旋行波管的研究表明<sup>[11,12]</sup>,对于给定的电子注,回旋返波模式引起自激振荡的条件是相互作用长度超过此模式的起振阈值。因此,为了使工作模式能稳定工作,相互作用电路的长度必须小于最强的回旋返波模式的起振长度。如果需要获得更高的增益,可以使用几个相互作用段,相互之间用隔离段分开。隔离

段虽然不能完全隔离两段之间的放大过程,但是却有效地延长了相互作用长度。回旋返波振荡的起振长度可以用拉普拉斯变化公式和返波条件解析获得<sup>[13]</sup>。两个主要的起振模式的起振长度如图 3 所示,明显可以看出  $TE_{11}$  模式是最危险的模式,在电流为 10 A 时,  $TE_{11}$  模的起振长度大约为 15 倍的波导内半径。从图 4 中可以看出,起振长度随  $\alpha$  的增大而减小,同时磁场  $B$  靠近饱和磁场时,起振长度会相应减小,但变化均不大。也就是说,  $\alpha$  和  $B$  对回旋返波振荡的起振长度的影响均没有电流的影响显著。

考虑终端反射和速度零散的影响,我们采用了三段式的相互作用结构,长度分别为 7.5, 3 和 3.2 cm,考虑损耗后的等效长度小于  $TE_{11}$  和  $TE_{21}$  模式的起振长度。

回旋行波管放大器的设计经验表明,绝对不稳定性 and 返波振荡都可以通过提高波导壁前端的损耗来抑制,而且不会对行波的放大造成显著的影响<sup>[4,5]</sup>。

### 3. 回旋行波管相互作用电路的模拟与设计

考虑弱相对论性(电子注电压一般低于 100 kV),小轨道回旋电子注与基次谐波  $TE_{01}$  模的相互作用。我们选择基次谐波工作是因为基波电子注-波耦合强度比谐波工作要强得多;采用小轨道回旋电子束是因为目前的磁控注入式电子枪(MIG)技术更为成熟<sup>[13]</sup>。

根据线性理论,中心频率为 94 GHz,在  $TE_{01}$  模基波工作条件下,波导半径  $R_w$  为 0.2 cm,引导中心半径应为  $0.48R_w$ 。为了避免模式选择,相互作用电路改变工作模式,选择了如图 5 所示的结构<sup>[13]</sup>。电子注参数选择  $V_b = 100$  kV,  $I_b = 10$  A,  $\alpha = 1$ ,磁场选择为 3.52 T。前面的损耗波导段长度 7.5 cm,电阻率  $\rho = 90000\rho_{Cu}$  ( $\rho_{Cu}$  为铜的电阻率),有效提高了绝对不稳定性的起振电流,抑制了绝对不稳定振荡和回旋返波振荡;截止段取为 3.0 cm,  $\rho = 2 \times 10^6\rho_{Cu}$ ,可缩短有效相互作用长度,抑制回旋返波振荡和终端反射;最后的 3 cm 为非线性放大区。

经过对波导结构和电子注参数的多次优化,可获得最佳的性能指标。在给定的参数下,我们通过 PIC 粒子模拟方法详细研究了回旋行波管放大器中的电子注-波相互作用过程,给出了电子相位群聚图、

电场频谱图、放大器输出功率和增益随频率和磁场的变化曲线.

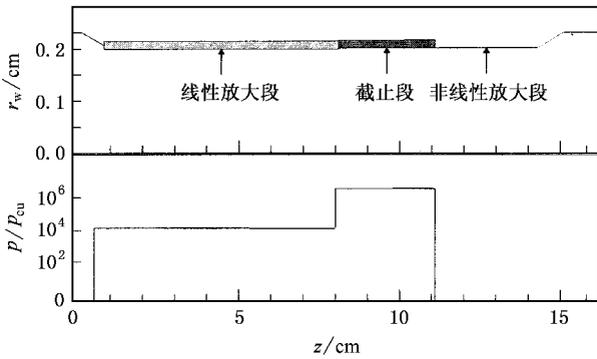


图 5 W 波段回旋波管的相互作用电路

从图 6 和图 7 可以看出,电子注群聚良好,工作频率为 94 GHz,没有其他杂散模式,说明此回旋波放大器的设计很好地抑制了绝对不稳定性振荡和回旋返波振荡,但由于终端反射的频率和工作频率相同,所以尚不能确定是否存在终端反射.

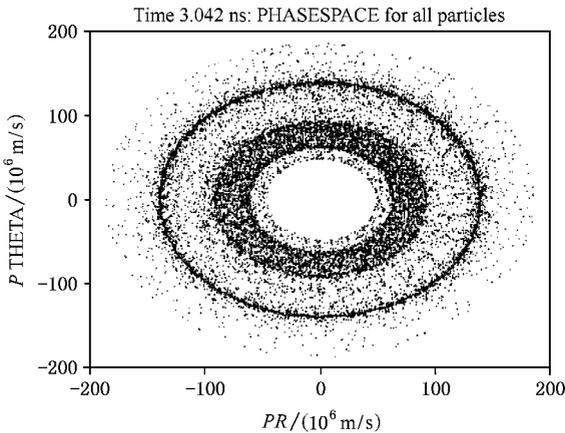


图 6 电子角向相位图

在恒定驱动功率为 25 W 的情况下,我们研究了放大器的带宽特性、输出功率和增益随驱动频率的变化,如图 8 所示.放大器的中心频率约为 94 GHz,3 dB 带宽达到了约 4.8 GHz,超过了 5%.选择匹配良好的输出段可进一步提高放大器的性能.

放大器的工作磁场决定了电子注与波的回旋谐振匹配,因而也就决定了注-波耦合的强度.模拟结果表明,放大器的工作对磁场的变化极为敏感,如图 9 所示.在磁场为 0.985 B\_g 时,放大器在 94 GHz 处获得了 250 kW 的最大峰值功率和 44 dB 的最高增益;当磁场下降到 0.975 B\_g 时,功率迅速下降到约 14

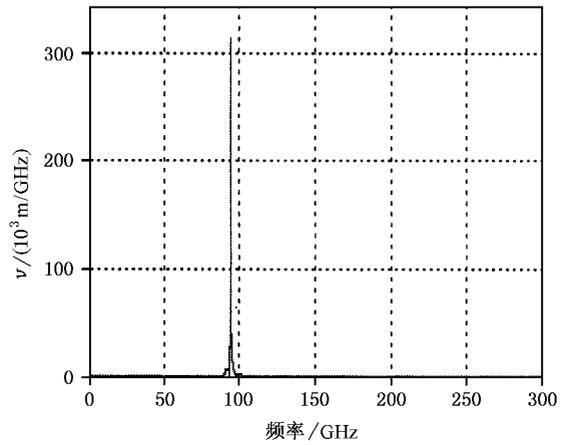


图 7 电场角向频谱图

kW,而在磁场大于 1.01 B\_g 时,放大器迅速过渡到不稳定区,杂散振荡的产生大大降低了输出功率.

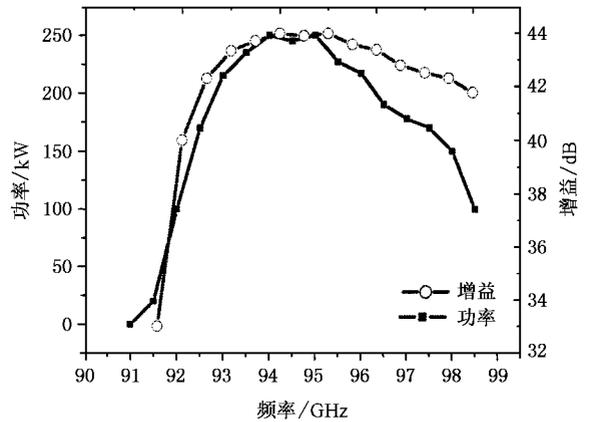


图 8 输出功率和增益随频率的变化

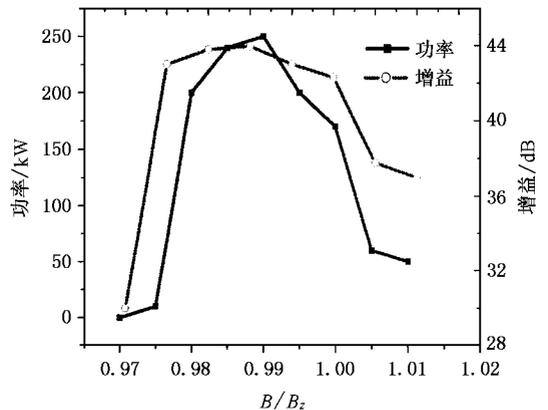


图 9 输出功率和增益随磁场的变化

## 4. 结 论

本文通过对毫米波回旋行波放大器中的绝对不稳定性、回旋返波振荡以及电子注-波互作用的研究,讨论了回旋行波管的稳定性、寄生模式的抑制和工作参数的优化等问题,给出了 W 波段  $TE_{01}$  模回旋

行波管放大器的模拟设计结果:在电子注电压 100 kV、电流 10 A、横纵速度比 1.0、工作磁场 3.52 T 时,分别选取损耗波导段长度 7.5 cm、截止段长度 3.0 cm、非线性放大区长度 3 cm,工作频率 94 GHz 的 W 波段基波回旋行波管放大器可获得大于 250 kW 的输出峰值功率、40 dB 的增益、大于 25% 的效率和约 5% 的带宽。

- [ 1 ] Liu P K , Xu S X 2003 *Journal of Electronics and Information Technology* **25** 683 ( in Chinese ) [ 刘濮鲲、徐寿喜 2003 电子与信息学报 **25** 683 ]
- [ 2 ] Yang Y Y , Ding W 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 2275 ( in Chinese ) [ 杨蕴渊、丁 武 1999 物理学报 **48** 2275 ]
- [ 3 ] Yang Y Y , Ding W 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 277 ( in Chinese ) [ 杨蕴渊、丁 武 2000 物理学报 **49** 277 ]
- [ 4 ] Chu K R , Chen H Y , Hung C L , Chang T H , Barnett L R 1998 *Phys. Rev. Lett.* **81** 4760
- [ 5 ] Leon K C , McDermott D B , Balkum A J *et al* 1994 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **22** 585
- [ 6 ] Wang Q S , McDermott D B , Luhmann N C *et al* 1996 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **24** 700
- [ 7 ] Chu K R , Barnett L R , Lau Y Y *et al* 1990 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **37** 1557
- [ 8 ] Davies J A 1989 *Phys. Fluids B* **1** 663
- [ 9 ] Barnett L R , Chang L H 1989 *Phys. Rev. Lett.* **63** 1062
- [ 10 ] Chu K R , Lin A T 1988 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **16** 90
- [ 11 ] Wang Q S , McDermott D B , Luhmann N C 1995 *Phys. Rev. Lett.* **75** 4322
- [ 12 ] Lin A T , Chu K R 1992 *Int. J. Electronics* **72** 873
- [ 13 ] Kou C S , Wang Q S , McDermott D B *et al* 1992 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **20** 155
- [ 14 ] Kou C S 1994 *Phys. Plasma Sci.* **1** 3093
- [ 15 ] Chu K R 2002 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **30** 903
- [ 16 ] Yeh Y S , Wu T S , Lo Y T *et al* 2003 *Int. J. Electronics* **90** 517

# Simulation and design of a W-band gyrotron traveling wave amplifier\*

Lai Guo-Jun<sup>1,2)</sup> Liu Pu-Kun<sup>1)</sup>

1 *✉ Institute of Electronics , Chinese Academy of Sciences , Beijing 100080 , China )*

2 *✉ Graduate School of the Chinese Academy of Sciences , Beijing 100039 , China )*

( Received 4 February 2005 ; revised manuscript received 18 March 2005 )

## Abstract

Gyrotron traveling wave amplifier is a very important high power millimeter wave source for radar applications. By studying the absolute instability, the gyrotron backward wave oscillation and the interaction between the electron beam and wave, the stability of amplifier and the suppression of spurious oscillations are discussed. The simulation results of W-band  $TE_{01}$  gyrotron traveling wave amplifier are given. The PIC simulation results show that this amplifier can generate 250kW at 94GHz with 28% efficiency and 50dB gain and 5% bandwidth at 100kV, 10A electron beam input.

**Keywords :** W-band , gyrotron traveling wave amplifier , simulation , design

**PACC :** 5250 , 5275

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 60571039 ) and the National Science Fund for Distinguished Young Scholars of China ( Grant No. 60125104 ).