

300 mm 口径 W 波段辐射计偏馈反射面天线设计

彭树生¹, 吴礼¹, 李向芹^{1,2}

(1. 南京理工大学 电光学院, 江苏 南京 210094;

2. 上海航天技术研究院第八〇四研究所, 上海 201108)

摘要:为 W 波段辐射计设计了一副口径为 300 mm 偏馈反射面天线, 天线要求的工作频率为 94.5 GHz, 副瓣电平低于 -25 dB, 交叉极化电平低于 -30 dB, 半功率波束宽度优于 1° . 采用较小偏置角以改善偏置天线的交叉极化特性, 采用焦面场匹配法和模比法设计了匹配馈源, 通过仿真优化设计, 得到良好的波瓣等化电平和驻波比. 测量结果表明, 测量值与理论值吻合, 满足辐射计的指标要求.

关键词: W 波段; 偏馈反射面天线; 匹配馈源; 模比法

中图分类号: TN823+.27; TN823+.28 **文献标识码:** A

Design of 300 mm W-band radiometer offset-feed reflector antenna

PENG Shu-Sheng¹, WU Li¹, LI Xiang-Qin^{1,2}

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. No. 804 Institute of Shanghai Academy of Spaceflight Technology, Shanghai 201108, China)

Abstract: A 300 mm offset-feed reflector antenna was designed for a W-band radiometer. Its parameter are 94.5 GHz operating frequency, sidelobe level of less than -25 dB, cross polarization level of less -30 dB and half-power beamwidth of better than 1° . A smaller offset angle was adopted to improve the antenna cross polarization characteristics. This matching feed is designed with the focal plane field matching method and the modulus ratio method. It is optimized to get good VSWR and lobe equalizing level. Measurement results show that this antenna meets the requirements of the radiometer. Its measured and theoretical values are coincided.

Key words: W-band, offset fed reflector antenna, matching feed, modulus ratio method

PACS: 84.40.Ba

引言

低副瓣电平和窄波束宽度是测量辐射计天线的重要指标, W 波段辐射计用于测量地面目标辐射特性, 受到地面影响的机率比较大, 因此对这些特性要求比较高. 偏馈技术不论是在理论分析和系统设计, 还是在加工工艺上都比一般天线的难度大, 但是在要求达到低副瓣和窄波束宽度应用时, 一般都采用偏馈天线. 本文设计的偏馈抛物面天线是利用对称抛物面的一部分而避开馈源及其支杆的遮挡, 这样不仅降低旁瓣电平, 而且改善了馈源的输入电压驻波比, 但是偏置结构的引入破坏了天线几何结构的对称性, 造成线极化时的交叉极化上升和圆极化使用时的波束倾

斜^[1]. 在有些中、低轨道多波束天线应用中, 馈源阵列与反射面尺寸相当, 为了避免馈源阵面的遮挡必须增大偏置角度, 此时交叉极化电平也在随之上升. 为了获得低副瓣和低交叉极化电平, S. B. Sharma 根据共轭匹配理论设计了矩形匹配馈源^[2], 此馈源是在 TE_{01} 模上引入附加模 TE_{11} 来抵消焦平面上的交叉极化分量, 使次级方向图获得的交叉极化电平低于 -40 dB. 本文根据场匹配技术和模比法设计了具有良好轴对称方向图的圆口面初级馈源, 在馈源结构中通过两次矩形台阶跃变和一次变张角结构来激励 TM_{11} 和 TE_{21} 模, 通过调节移相段使 TM_{11} 模与 TE_{11} 模有合适相位关系, 使馈源辐射方向图具有轴对称性, 通过调节台阶跃变尺寸和移相段长度可以使 TE_{21} 模的幅度和反

射面焦平面上的交叉极化电平幅度相等,相位相反,从而使次级辐射方向图的交叉极化电平低于-30 dB,满足了辐射计的指标要求。

1 天线系统设计

1.1 天线的几何结构

根据辐射计的要求,天线几何示意图如图 1 所示,它是以旋转对称抛物反射面天线为基础,在抛物面轴线的一侧切割下一块反射面,其口径面是一个椭圆,口径在焦平面上投影为一个圆,馈源仍位于焦点,只是将它原地旋转一个角度 ψ_{h0} ,以使反射面得到有效的照射。 f 为抛物面焦距, (x, y, z) 为母抛物面的直角坐标系; (ρ, θ, φ) 为母抛物面的球坐标系; (x', y', z') 为偏置抛物面的直角坐标系; (ρ', ψ, ξ) 为偏置抛物面的球坐标系; (x'_h, y'_h, z'_h) 为馈源的直角坐标系; (r_h, ψ_h, ξ_h) 为馈源的球坐标系; ψ_0 为抛物面的偏置角; ψ_a 为偏置抛物面边缘与焦点 O 的连线与 Oz' 轴的夹角; d 为偏置抛物面的净距。在偏置抛物面天线的设计中, d 的选择原则是以馈源对抛物面下边缘的反射线不遮挡为出发点,本文选择的 $d = 12.5$ mm。由于在偏置抛物面天线中偏置角的变化,对交叉极化电平的影响较为严重,如图 2 所示,即使馈源是无交叉极化的,由于偏置天线自身结构非对称性,当偏置角在 30° 左右时,交叉极化电平已达到 -40 dB,因此根据交叉极化电平随偏置角的变化曲线,本文选择的偏置角 $\psi_0 = 5.7^\circ$ 。通常为了追求最大增益,馈源的轴线不与抛物面的 z' 重合,因此,即使初级馈源波瓣是旋转对称的,其投影口径场也会存在交叉极化分量。本文为了降低副瓣电平和交叉极化电平,令 $\alpha = 0$ 。

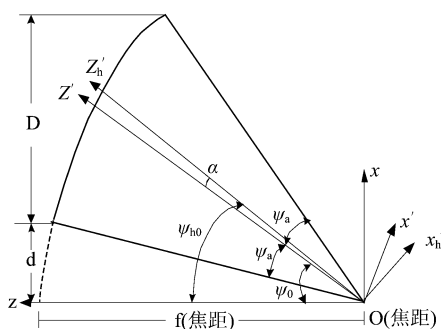


图 1 W 波段偏置天线的几何示意图
Fig. 1 W-band offset-feed antenna geometry

1.2 偏置抛物面的焦平面场

根据表面电流法^[3]可计算馈源的辐射场在反

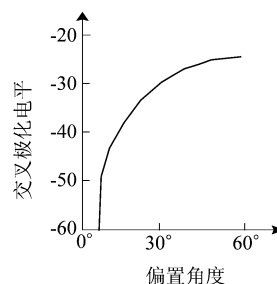


图 2 交叉极化电平随偏置角变化的曲线
Fig. 2 Cross-polarization levels of the curve changes with the bias angle

射镜表面所激励起的镜面电流,然后利用朱兰成辐射公式^[4]求出镜面电流的辐射场。在计算的时候需考虑,由馈源相位中心到反射面上各点的路径长度不相等所引起的幅度分布。对于场的相位分布,天线结构虽为偏置,但没有偏焦,所以抛物面口径上的场仍是同相场。由图 1 的几何关系,利用直角坐标系与球坐标系之间的变换关系,焦平面坐标系与偏置坐标系之间的变换关系可得到偏置抛物面焦平面场^[5]。

$$\begin{cases} E_x(\mu, \varphi_h) = \frac{2J_1(\mu)}{\mu} + j \frac{D}{2f} \sin\psi_0 \cos\varphi_h \frac{J_2(\mu)}{\mu} \\ E_y(\mu, \varphi_h) = -j \frac{D}{2f} \sin\psi_0 \cos\varphi_h \frac{J_2(\mu)}{\mu} \end{cases}, \quad (1)$$

式中, $E_x(\mu, \varphi_h)$ 和 $E_y(\mu, \varphi_h)$ 分别是偏置抛物面天线焦平面场的主极化和交叉极化分量, $\mu = kr_h \sin\psi_a$, D 是偏置抛物面在投影口面的直径。由上式可以看出交叉极化分量是一个对称函数,其大小随着偏置角的增加而增加,而相位与主极化的轴对称项相差 90° ,并且随着 φ_h 的变化按余弦变化;主极化的第一项为轴对称主极化项,而第二项的大小与交叉极化相等,因此使主极化场失去轴对称性。

2 多模馈源设计

2.1 馈源结构设计

由于喇叭照射器的性能左右着被照射天线的总体性能,因此设计优良性能的喇叭馈源是推动喇叭天线发展的核心课题。根据偏置抛物面焦平面场的特性,研究馈源口面场与焦平面口面场共轭匹配,采用模比法^[6]设计出可以实现这种口面场分布的馈源,以解决线极化使用时的交叉极化上升和圆极化使用时的波束倾斜问题。本文设计的线极化馈源,在馈源 X 方向激励的 TE_{11} 模、 TM_{11} 模的电场可由文献[6] 所得,当选择 A 和 B 的值,

使得 $A \frac{\mu J_2(\mu)}{r} = B \frac{\mu J_2(\mu_1)}{r}$, 可得到馈源口面场主极化的轴对称分量基本上与焦平面的主极化轴对称分量匹配, 而交叉极化分量为 0. 当入射波在对称平面时 (即 $\varphi = 0$), 馈源 X 方向激励的 TE_{21} 模电场为:

$$\begin{cases} E_{TE_{21}} = C \frac{2J_2(\mu_3)}{r} - C \frac{3.054}{a} \frac{2J_2(\mu_3)}{\mu_3} \\ E_y = 0 \end{cases}, \quad (2)$$

上式中的 $\mu_3 = 3.054 \frac{r}{a}$, 可将 TE_{21} 模的系数 C 选择与 (1) 式中的交叉极化分量相等, 即 TE_{21} 模用来在馈源中提供非对称的场分量, 以实现对焦平面场的共轭匹配.

在设计馈源结构时, 为了达到与焦平面场的匹配, 馈源结构选择了多次台阶结构, 以满足波瓣宽度、增益、副瓣电平、低交叉极化和低驻波比等性能. 设计的关键是按规定的模比激励所需要的高次模. 设横截面为矩形台阶, 台阶尺寸由 a 和 b 变为 A 和 B 矩形波导的模转换系数如式 (3), 利用场匹配法可以得到圆锥横截面的模转换系数如式 (4).

$$P_{kl}(mn) = \left[4 \frac{b}{B} \int_0^{1/2} \cos(m\pi x) \cos(k\pi x \frac{b}{B}) dx \right] \left[2 \frac{a}{A} \xi_1 \int_0^{1/2} \cos(n\pi y) \cos(1\pi y \frac{a}{A}) dy \right], \quad (3)$$

式中, $l = 0$ 时, $\xi_1 = 1$; 当 $l \neq 0$ 时, $\xi_1 = 2$. 入射模的模指数为 mn , 出射模的模指数为 kl ,

$$F_{js}(H_i \rightarrow H_j) = \frac{1}{|J_m(x_{j,a})|} \frac{N_{m-1} + N_{m+1}}{1 - [m/x_{j,a}]}, \quad (4)$$

上式中, 入射波的圆波导半径为 a , $J_m(x_{j,a})$ 为贝塞尔函数, N_{m+1} 可表示为

$$N_{m+1} = \int_0^1 J_{m+1}^2(X_{j,a} at) \exp(-j\Phi_m t^2) t dt, \quad (5)$$

式中 Φ_m 是喇叭张角段的相位差.

2.2 馈源的理论仿真结果

根据以上的模比法, 在 HFSS11.0 中对馈源进行优化仿真, 得到馈源喇叭结构如图 3 所示. AB 段是长度 $h_1 = 3$ mm、横截面长宽为 $a \times b = 1.27$ mm \times 2.54 mm 的标准 BJ-1200 波导, 只能传输主模 TE_{10} 模; BC 段长为 $h_2 = 1.2$ mm、横截面的长宽分别为 $a_1 \times b_1 = 1.64$ mm \times 2.23 mm 的矩形波导, 能够传输 TE_{10} 模和 TE_{01} 模; CD 段是长度为 $h_3 = 3$ mm、横截面边长为 $c = 1.91$ mm 的方波导段, 可以传输 TE_{10} 模和 TE_{01} 模, 但是与 BC 段的模比不同; DE 段是长度 $h_4 = 3.7$ mm 方圆转换段, 由矩形波导的 TE_{10} 模和 TE_{01} 模转换为圆形波导的 TE_{11} 模; EF 是长度为 $h_5 =$

1.85 mm、横截面半径为 $r = 5.56$ mm 的圆柱波导, 作为 TE_{11} 模的移相段, 只能传播 TE_{11} 模; FG 是长度为 $h_6 = 5.56$ mm 的圆锥喇叭段, 用来激励高次模; GH 是长度为 $h_7 = 5.56$ mm、横截面半径 $R = 2.22$ mm 的圆柱波导段, 能传播 TE_{11} 模、 TM_{11} 模和 TE_{12} 模, 用来抑制其它不需要的高次模.

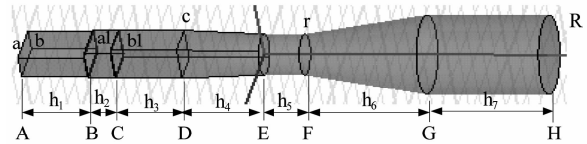


图3 馈源内腔结构图

Fig. 3 Feed cavity structure

馈源仿真的辐射方向图如图 4 所示. 由图 4 可知, 馈源具有轴对称方向图, 其波瓣等化电平达到 110° , 因此两主平面的相位中心基本一致, 并且馈源各段的尺寸之间的突变小, 所以具有较小的驻波比. 当用此喇叭作为偏馈天线的馈源时, 反射面边缘获得了相对于中心较低的照射电平, 因此偏馈反射面天线可获得较低的副瓣电平.

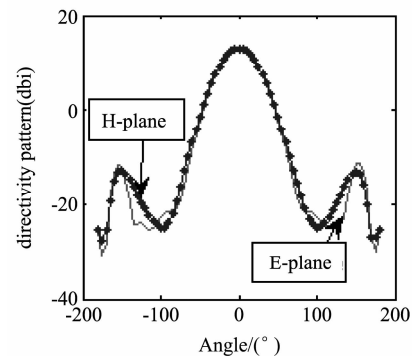


图4 馈源辐射方向图

Fig. 4 Feed radiation pattern

3 天线系统的理论仿真结果

根据辐射计系统的指标要求与地面测试用途出发, 抛物面口面椭圆长轴为 300 mm, 其投影是直径为 250 mm 的圆, 抛物线母线方程为 $z = x^2/4f$, 焦距为 $f = 125$ mm, 偏置高度为 $h = 12.5$ mm, 馈源圆心位于反射面焦点上, 馈源轴线指向反射面口面中心. 用上述所设计的馈源照射抛物面, 将天线置于 FE-KO5.4 中进行仿真优化. 在仿真分析过程中, 对于电小尺寸的馈源采用矩量法 (Method of Moment: MoM)^[7] 分析, 而对于电大结构的反射面采用高频

物理光学法 (Physical Optics, PO)^[8], 频率在 94.5 GHz 时得到的仿真结果如图 5 所示. 仿真优化的结果显示天线半功率波束宽度为 0.85° , 副瓣电平为 -26.78 dB, 交叉极化电平低于 -32 dB.

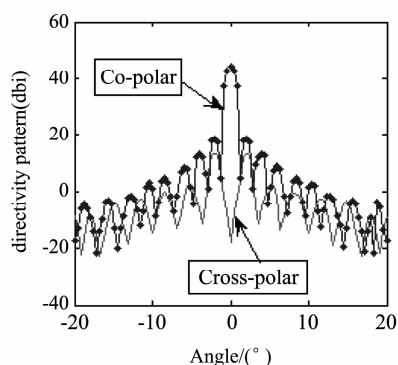


图 5 偏馈天线的辐射方向图
Fig. 5 Offset-feed antenna radiation pattern

4 天线系统的实验结果及与理论结果的比较

加工完成天线的实物如图 6 所示, 由于天线的结构比较复杂, 加工时分为五个部分: 偏馈抛物反射面、工字型支撑架、底板、馈源支撑结构和馈源. 将加工后的天线系统置于南理工微波暗室测量, 馈源 E 面和 H 面测试结果与仿真结果分别如图 7(a) 和 (b) 所示, 频率在 94.5 GHz 时天线的主极化与交叉极化测试结果与理论结果如图 8(a) 和 (b) 所示, 当频率在 91 ~ 97 GHz 内测试结果基本与图 8(a) 和 (b) 的变化不大. 测试过程中, 发现馈源的横向偏焦对天线的增益影响较大, 而纵向偏焦对增益的影响不明显. 实际测量时, 采用有限的空间来模拟自由空间的理想电磁环境, 由于发射天线和待测天线的距离总是有限的, 与真实远场测量方向图相比, 增益减

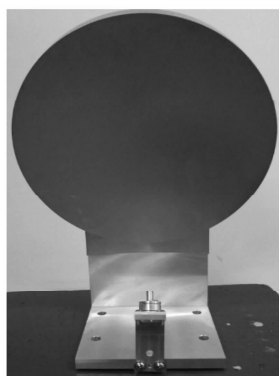


图 6 W 波段偏置天线的实物图
Fig. 6 W-band Offset-feed antenna picture

小、主瓣能量分散到副瓣, 因此抬高了副瓣和零深电平, 另外主瓣也会发生改变, 水平向波束变宽. 需要根据天线测量距离、工作波长和被测天线的口径尺寸等参数, 对包含相位误差的波瓣图进行平方律相位误差修正, 最终获得被测天线的远场方向图. 理论值与实测值如表 1 所示.

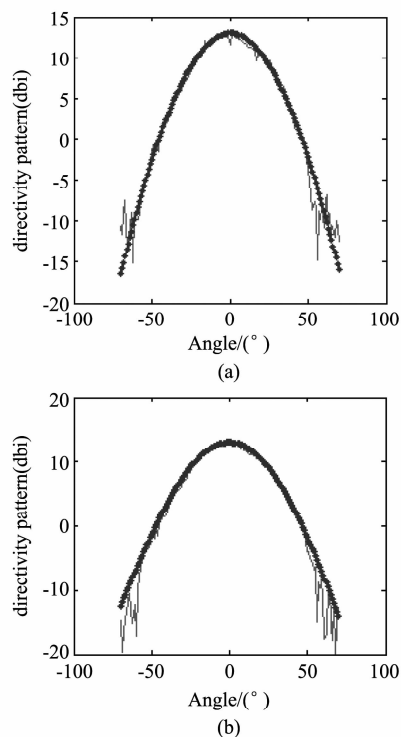


图 7 馈源 E 面、H 面方向图的理论与实测值 (a) E 面, (b) H 面
Fig. 7 Theoretical and measured values of the feed pattern in (a) E-plane and (b) H-plane

表 1 偏置天线的理论值与实测值的比较
Table 1 Comparison of theoretical and measured values of offset-feed antenna

3 mm	增益	副瓣电平	波束宽度	交叉极化天平
理论值	44.26 dB	-25.87 dB	0.85°	-32 dB
测试值	41.18 dB	-27.17 dB	0.96°	-30.56 dB

5 结论

通过理论计算可知, 适当选择天线的几何参数, 可使偏馈抛物面天线不仅保持无阻挡特性, 也可以达到低副瓣、低交叉极化电平的效果. 在馈源设计时, 馈源的结构紧凑, 其长度不超过 30 mm; 由于有张角的喇叭会在口面上激励各种高次模, 要抑制不需要的高次模, 只能使馈源出口部分做成直波导. 对馈源的方向图、偏置反射面天线的方向图、增益和波束宽度进行测量, 结果表明, 天线波束宽度及副瓣电

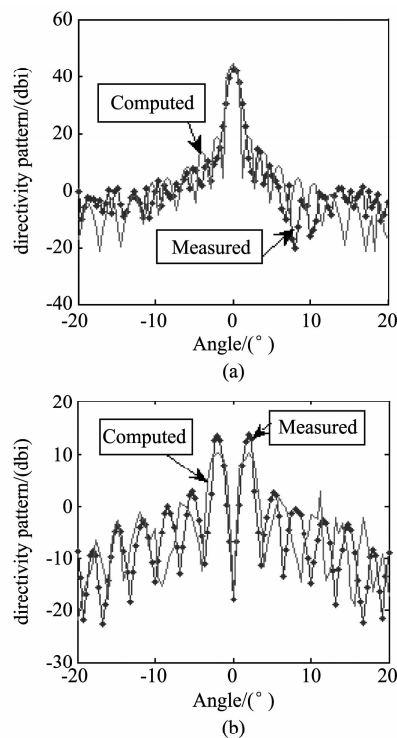


图 8 主极化和交叉极化方向图的理论与实测结果
(a)主极化方向图,(b)交叉极化方向图
Fig. 8 Theoretical and measured results of (a) main polarization, and (b) cross-polarization pattern

平实测值与理论值基本吻合,证明天线理论分析的正确性,天线系统设计及多模馈源设计都是成功的。

REFERENCES

- [1] Sharma S B, Pujara D, Chakrabarty S B, *et al.* Cross-polarization cancellation in an offset parabolic reflector antenna using a corrugated matched feed [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, **8**:861-864.
- [2] Sharma S B, Pujara D, Chakrabarty S B, *et al.* Improving the cross-polar performance of an offset parabolic reflector antenna using a rectangular matched feed[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, **8**: 513-516.
- [3] Chan K K, Raab A R. Surface-current analysis of distorted reflector antennas[J]. *IEE PROC*, 1981, **128**(4):206-212.
- [4] LIN Chang-Lu. *Antenna engineering handbook* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry (林昌禄. 天线工程手册. 北京:电子工业出版社), 2002:551-610.
- [5] Bem D J. Electric-field distribution in the focal region of an offset paraboloid[J]. *PROC. IEE*, 1969, **116**(5): 679-684.
- [6] YANG Ke-Zhong, YANG Zhi-You, ZHANG Ri-Rong. *New technology for modern reflector antennas* [M]. Beijing: People Post and Telecommunications Press (杨可忠, 杨智友, 章日荣. 现代面天线新技术. 北京:人民邮电出版社), 1993:447-488.
- [7] Bateman D G, Hay S G, Bird T S, *et al.* Method of moments analysis of offset reflector antennas [J]. *Electronics Letters*, 1995, **31**(22):1889-1890.
- [8] Huang K, He Z L, Zhang H W, *et al.* Efficient analysis of antenna around electrically large platform with improved non-uniform rational B-spline hybrid method of moments and physical-optics method [J], *IET Microw. Antennas Propag*, 2011, **5**(2):136-141.
- [9] Roman M O, Gatebe C K, Schaaf C B, *et al.* Variability in surface BRDF at different spatial scales (30~500 m) over a mixed agricultural landscape as retrieved from airborne and satellite spectral measurements [J]. *Remote Sens Environ*, 2011, **115**(9): 2184-2203.
- [10] Liang L, Schwartz M D, Fei S L. Validating satellite phenology through intensive ground observation and landscape scaling in a mixed seasonal forest [J]. *Remote Sens Environ*, 2011, **115**(9):143-157.
- [11] Hilker T, Hall F G, Coops N C, *et al.* Remote sensing of photosynthetic light-use efficiency across two forested biomes: Spatial scaling [J]. *Remote Sens Environ*, 2010, **114**(12): 2863-2874.
- [12] Nagler P L, Brown T, Hultine K R, *et al.* Regional scale impacts of Tamarix leaf beetles (*Diorhabda carinulata*) on the water availability of western U.S. rivers as determined by multi-scale remote sensing methods [J]. *Remote Sens Environ*, 2012, **118**(15): 227-240.
- [13] Chasmer L, Barr A, Hopkinson C, *et al.* Scaling and assessment of GPP from MODIS using a combination of airborne lidar and eddy covariance measurements over jack pine forests [J]. *Remote Sens Environ*, 2009, **113**(1): 82-93.
- [14] XU Xi-Ru. *Physical Principles of Remote Sensing* [M]. Beijing: Peking University Press (徐希孺, 遥感物理. 北京:北京大学出版社), 2005: 13-14.
- [15] Zhang R H, Tian J, Li Z L, *et al.* Principles and methods for the validation of quantitative remote sensing products [J]. *Sci China Ser Earth Sci*, 2010, **53**(5): 741-751.
- [16] Luan H J, Tian Q J, Yu T, *et al.* Modeling continuous scaling of NDVI based on fractal theory [J]. *Spectrosc Spect Anal.* (栾海军, 田庆久, 余涛, 等. 基于分形理论的NDVI连续空间尺度转换模型研究. 光谱学与光谱分析), 2013, **33**(7): 1857-1862.
- [17] John V M, Carol J B, Alan H S. A review of reflectance nomenclature used in remote sensing [J]. *Remote Sensing Reviews*, 2000, **19**(1-4): 9-20.
- [18] Zhang X H. Study on spatial heterogeneity and scale effect of eucalyptus forest based on high resolution remote sensing [D]. Nanjing: Nanjing University (张雪红. 基于高分辨率遥感的桉树林空间异质性与尺度效应研究. 南京:南京大学), 2012: 49-50.

(上接 544 页)