

The Four-Terminal Network in Calculation Electrical Property of the Wideband Radome

Minjing Liu, Jia Yan, Yishou Wang

State Key Laboratory of Structural Analysis for Industrial Equipment, School of Aeronautics and Astronautics, Dalian University of Technology, Dalian
Email: liumj@dlut.edu.cn

Received: Jul. 17th, 2014; revised: Aug. 11th, 2014; accepted: Aug. 18th, 2014

Copyright © 2014 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

Radome, which locates at the forefront end of the missile, is a key component of a missile. It not only provides the necessary pneumatic profile for the missile and endures the pneumatic force/heat and bad circumstance, but also is desirable to exhibit superior electromagnetic transmission characteristics. The future war environment is complicated and the anti-radiation missile arises. Anti-radiation missile asks that radome works in relatively wide band or multiple frequency bands. Therefore, the electrical properties of the wideband radome must be calculated and designed accurately with higher precision. In the present work, the analytical expressions of the electrical properties of monolayer dielectric flat for the radome are introduced briefly and then, the four-terminal network is presented in detail for the wideband sandwich radome based on the theory of microwave equivalent. Furthermore, the transmission coefficient, reflex coefficient and phase displacement of the radome's multilayer dielectric flat are analyzed and calculated by this method and the simplicity and availability of this method are proved. Finally, the electrical properties of a five layer dielectric flat and a single dielectric flat are calculated and compared to verify the ductility of multilayer dielectric flat for electromagnetic wave frequency band. This work is meaningful for the further study of the wideband radome's electrical properties.

Keywords

Wideband Radome, Multilayer Flat, Electrical Property, Four-Terminal Network

宽频带天线罩电气性能计算中的四端网络法

柳敏静, 严 佳, 王奕首

大连理工大学运载工程与力学学部航空航天学院, 工业装备结构分析国家重点实验室, 大连
Email: liumj@dlut.edu.cn

收稿日期: 2014年7月17日; 修回日期: 2014年8月11日; 录用日期: 2014年8月18日

摘要

宽频带天线罩除了要有精确的气动外形、足够的强度、良好的耐热及隔热性能, 以适应飞行过程中的气动力、气动热和恶劣气候等环境, 而且还必须在宽频段范围内具有优异的透波性能, 最大限度地降低天线罩对天线辐射的电磁波的影响, 以满足通讯或雷达制导的要求, 因此, 必须能够对宽频带天线罩的电气性能进行精确的计算。本文首先简要介绍了用于天线罩单层结构的介质平板的电气性能解析表示式, 然后以宽频带夹层结构天线罩为研究对象, 详细阐述了基于微波等效理论的四端网络法, 并应用该方法对天线罩多层介质平板结构的功率透过系数、反射系数和插入相位移进行了分析计算, 最后以五层介质平板和单层平板为实例, 通过计算进行对比证明了多层介质平板对电波频带的延展性。

关键词

宽频带天线罩, 多层介质平板, 电气性能, 四端网络法

1. 引言

位于导弹最前端的天线罩是导弹的关键部件, 它既要保证导弹必需的气动外形, 适应飞行过程中的气动力、气动热和恶劣气候环境, 同时又要具有优良的电磁波传输特性[1]-[3]。未来战争环境的复杂多变、反辐射导弹应运而生, 其频率捷变雷达要求天线罩能在较宽频带或多个频段良好地工作[4]-[6]。宽频带天线罩除了要有精确的气动外形、足够的强度、良好的耐热及隔热性能, 以适应飞行过程中的气动力、气动热和恶劣气候等环境, 而且还必须在宽频段范围内具有优异的透波性能, 最大限度地降低天线罩对天线辐射的电磁波的影响, 以满足通讯或雷达制导的要求, 因此, 必须能够对宽频带天线罩的电气性能进行精确的计算。

由于技术保密等原因, 国外关于宽频带天线罩的相关文献很少, 仅能查到少量的文献报道及部分美国专利。通过有限的文献可以看出, 西方发达国家对宽频带天线罩的研究起步较早, 天线罩的宽频化理论及方法已较为成熟, 并已能够生产应用于不同场合的宽频天线罩[7]-[9]。相对国外宽频带天线罩的发展, 国内的研究对理论分析比较多, 而实用的宽频带天线罩很少。

宽频带天线罩根据不同的应用环境, 可以采用的结构形式有薄壁型、多层结构、渐变型等形式[3][10]-[13]。薄壁结构通常需要采用具有低介电常数的泡沫、类泡沫或多孔材料才能获得非常低的介电常数以实现高功率传输, 这样大大降低了该结构的力学和其它性能(如耐热、防潮等), 因而仅能应用于一定频带范围内和较低马赫数飞行条件下。渐变型天线罩是使天线罩透波材料的介电常数沿厚度方向按照设计的大小发生渐变, 制作工艺极其复杂, 在实现上具有较大难度。多层结构天线罩既可以满足结构刚度的要求, 又可以通过适当选择和布置每层材料的介电常数和损耗以及厚度, 使整个结构具有良好的电磁匹配特性, 可以在宽频带范围内获得较高的能量传输效率。

在天线罩电气性能计算中, 通常将天线罩壁局部区域等效为介质平板, 入射电磁波视为TEM波, 在此基础上考虑天线罩三维结构对天线辐射特性的影响[2]-[4]。在天线罩介质平板电气性能的设计和计算中, 单层介质传输系数和插入相位移的解析表示式通过应用“多次反射概念”获得, 对于多层介质来说, 用

该方法得到的解析表示式将会十分繁琐，相应的计算程序也很复杂。为解决这一问题，可以运用传输线理论、把多层介质平板等效为一个级联的四端网络，通过这个等效的网络，可以得到任意多层介质平板传输系数和插入相位移的简捷通用的表达式。

本文首先简要介绍了用于天线罩单层结构的介质平板的电气性能解析表示式，然后以宽频带夹层结构天线罩为研究对象，详细阐述了基于微波等效理论的四端网络法，并应用该方法对天线罩多层介质平板结构的功率透过系数、反射系数和插入相位移进行了分析计算，最后以五层介质平板和单层平板为实例，通过计算进行对比，证明了多层介质平板对电波频带的延展性，本文的研究工作为进一步研究宽频带天线罩电气性能奠定了基础。

2. 单层介质平板电气性能的计算

2.1. 基本原理

当 TEM 波通过均匀无限大介质平板时，在平板内部将发生多次往返反射波的多次反射，其大体过程是[1]：在介质前面的第一次入射波传播到介质分界面处产生第一次反射波，反射波以反射角等于入射角的反方向传播。部分波穿过介质表面在介质内传播，当传播到后介质分界面处，又产生反射波，此反射波在介质中反方向传播，传到前介质分界面时，部分再反射到介质中，部分穿过前介质面以与第一次反射波的相同方向传播，以后过程与前述相似。对无损耗介质来说，将存在无穷多个反射波分量。但实际上是不存在无损耗介质的，所以在介质前的反射波是有限次反射波的总和[3] [5]。

设单层介质平板由介质 b 组成，相对介电常数为 ϵ_b ，损耗角正切为 $\text{tg}\delta_b$ ，如图 1 所示。入射平面波 E_{i1} 通过分界面 I 后分为反射波 E_{r1} 和入射波 E_{i2} 两部分， E_{i2} 通过分界面 II 又分为反射波 E_{r2} 和透过波 E_{i3} 。

运用多次反射概念[1]，可以得到第一次透过波为

$$t_1 = t_{ab} \cdot t_{bc} \cdot F_b = t_{ab} \cdot t_{ba} \cdot F_b = (1 - r_{ab}^2) \cdot F_b \quad (1)$$

其中 $F_b = A_b e^{-j\phi_b}$ 为传播因子， $A_b = e^{-(\pi/\lambda_0)(d_b \epsilon_{b0} \text{tg}\delta_b) / \sqrt{\epsilon_{b0} - \sin^2 \theta_i}}$ 称为吸收因子 $\phi_b = (2\pi d_b / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_{b0} - \sin^2 \theta_i}$ ，称为程差因子； t_{ab} 和 t_{bc} 分别为分界面 I 和 II 的透过系数。第二次透过波为

$$t_2 = t_{ab} \cdot F_b \cdot r_{bc} \cdot F_b \cdot r_{ba} \cdot F_b \cdot t_{bc} = t_{ab} t_{bc} F_b^3 r_{bc} r_{ba} = (1 - r_{ab}^2) F_b^3 r_{ab}^2 \quad (2)$$

依次类推，第 n 次透过波为

$$t_n = t_{ab} t_{bc} F_b^{2n-1} r_{ab}^{2n-2} = (1 - r_{ab}^2) F_b^{2n-1} r_{ab}^{2n-2} \quad (3)$$

所以，单层平板总透过系数为

$$T_A = t_0 e^{-j\phi} \quad (4)$$

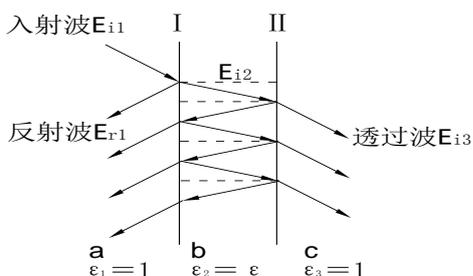


Figure 1. The schematic of transmission and reflection for monolayer flat

图 1. 单层平板的透过与反射

式中

$$t_0 = \frac{A_b \sqrt{(1-r_{ab0}^2)^2 + 4r_{ab0}^2 \sin^2 \varphi_{ab}}}{\sqrt{(1-A_b^2 r_{ab0}^2)^2 + 4A_b^2 r_{ab0}^2 \sin^2 (\phi_b + \varphi_{ab})}} \quad (5)$$

$$\phi_1 = \phi_b + \phi_2 - \phi_3 \quad (6)$$

$$\phi_2 = \arctg \frac{A_b^2 r_{ab0}^2 \sin(2\phi_b + 2\varphi_{ab})}{1 - A_b^2 r_{ab0}^2 \cos(2\phi_b + 2\varphi_{ab})} \quad (7)$$

$$\phi_3 = \arctg \frac{r_{ab0}^2 \sin 2\varphi_{ab}}{1 - r_{ab0}^2 \cos 2\varphi_{ab}} \quad (8)$$

同样运用多次反射概念，可以得到单层平板的总反射系数

$$R_A = r_0 e^{-j\phi_r} \quad (9)$$

式中

$$r_0 = r_{ab0} \frac{\sqrt{(1-A_b^2)^2 + 4A_b^2 \sin^2 \phi_b}}{\sqrt{(1-A_b^2 r_{ab0}^2)^2 + 4A_b^2 r_{ab0}^2 \sin^2 (\phi_b + \varphi_{ab})}} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_2 - \phi_1' + \varphi_{ab} \\ \phi_1' = \arctg \frac{A_b^2 \sin 2\phi_b}{1 - A_b^2 \cos 2\phi_b} \end{cases} \quad (11)$$

天线罩对制导系统的影响主要有以下两个参数：天线罩的功率透过系数和插入相位移。功率透过系数表征了天线罩引起的传输损耗，传输损耗会减少雷达的作用距离。所谓的插入相位移(IPD)是指电磁波经过平板所产生的相位相对于移去平板在同一厚度空气层中传播时的相位变化，它与入射波的波长、入射角及平板的介电特性和厚度有关，表达式如下所示

$$\eta_i = \phi_i - \frac{2\pi d_b}{\lambda_0} \cos \theta_0 \quad (12)$$

不均匀的插入相位移会引起电磁波透过天线罩后发生波束偏移，波束偏移的主要后果是增加导引头的跟踪误差，降低导弹的瞄准精度。此外，过大的插入相位移变化(随入射角的变化)还会导致天线增益损失、波瓣宽度的改变和旁瓣电平的升高，因此，插入相位移在天线罩电气性能分析中具有与功率透过系数、反射系数同样的重要性。

2.2. 计算实例

以某石英陶瓷单层平板为例，应用上述方法计算所得电气性能见图 2，该种材料相对介电常数 ϵ_r 为 3.42、损耗角正切值 $\text{tg}\delta$ 为 0.0004。

3. 多层介质平板电气性能的计算

3.1. 基本原理

对于多层介质来说，应用“多次反射概念”得到的解析表示式将会十分繁琐，相应的计算程序也很复杂。为解决这一问题，可以运用传输线理论、把多层介质平板等效为一个级联的四端网络[3] [14]-[17]，

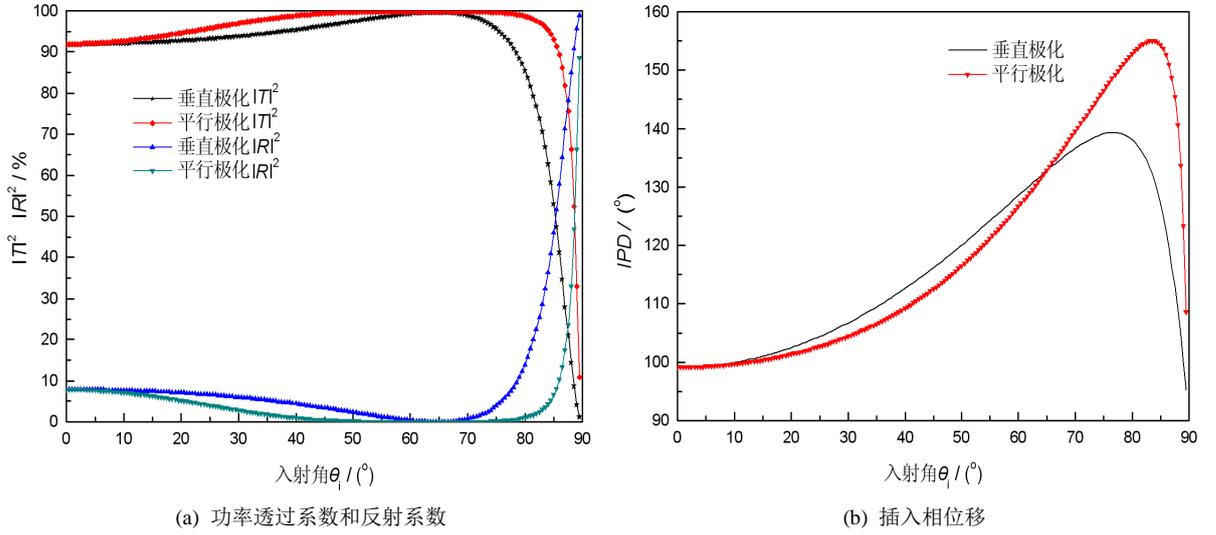


Figure 2. The electrical performance of quartz ceramics flat

图 2. 石英陶瓷平板的电性能($\theta_\eta = 65^\circ$, $d_b/\lambda_0 = 0.3102$)

通过这个等效的网络,可以得到任意多层介质平板传输系数和插入相位移的简捷通用的表达式。当 N 个不同的介质平板依次叠加在一起时,可以把多层介质平板看成一低阻抗传输线, N 层就相当于 N 个低阻抗传输线的级联。因为级联网络的传输矩阵为各个分网络传输矩阵的乘积,所以,多层介质平板的传输矩阵为

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中

$$\begin{cases} A_i = D_i = \text{ch}jv_i d_i \\ B_i = Z_{ci} \text{sh}jv_i d_i \\ C_i = \text{sh}jv_i d_i / Z_{ci} \end{cases} \quad 1 \leq i \leq N \quad (14)$$

为第 i 层介质平板的传输矩阵参数。 $v_i d_i$ 为第 i 层介质平板的程差因子,是介质平板几何厚度 d_i 、复数介电常数 $\dot{\epsilon}_i = \epsilon_i(1 - jt\text{g}\delta_i)$ 、入射电磁波波长 λ_0 和入射角 θ_0 的函数,如下式所示

$$v_i d_i = \frac{2\pi d_i}{\lambda_0} \sqrt{\frac{\dot{\epsilon}_i}{\epsilon_0} - \sin^2 \theta_0} \quad (15)$$

式(14)中的 Z_{ci} 为第 i 层介质平板的介质阻抗特性,对于平行极化波

$$Z_{ci}^{\parallel} = Z_i \cos \theta_i = Z_0 \frac{\epsilon_0}{\dot{\epsilon}_i} \sqrt{\frac{\dot{\epsilon}_i}{\epsilon_0} - \sin^2 \theta_0} \quad (16)$$

对于垂直极化波

$$Z_{ci}^{\perp} = Z_i / \cos \theta_i = Z_0 \sqrt{\frac{\dot{\epsilon}_i}{\epsilon_0} - \sin^2 \theta_0} \quad (17)$$

所以,利用上面获得的传输矩阵就可以计算多层介质平板对入射电磁波的透过系数和反射系数

$$\begin{cases} T = \frac{2}{A+B'+C'+D} = T_0 e^{-j\phi} \\ R = \frac{A+B'-C'-D}{A+B'+C'+D} = R_0 e^{-j\phi_r} \end{cases} \quad (18)$$

其中

$$\begin{cases} B' = B/Z_{c0} \\ C' = CZ_{c0} \end{cases} \quad (19)$$

Z_{c0} 为真空的特性阻抗

$$Z_{c0} = \begin{cases} Z_{c0}^{\parallel} = Z_0 \cos \theta_i = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cos \theta_i \\ Z_{c0}^{\perp} = Z_0 / \cos \theta_i = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} / \cos \theta_i \end{cases} \quad (20)$$

依据插入相位移定义，可以根据多层介质平板透过系数的相位参数及介质平板几何厚度获得多层介质平板的插入相位移表达式，如式(21)所示。

$$\eta = \phi_t - 2\pi d \cos \theta_0 / \lambda_0 \quad (21)$$

式中 $d = \sum_{i=1}^N d_i$ 。

3.2. 计算实例

以某天线罩 A-夹层介质平板为例，应用四端网络法计算所得电气性能如图 3 所示，其中，蒙皮材料的介电常数 $\epsilon_s = 4.15$ 、损耗角正切 $\text{tg} \delta_s = 0.015$ ，芯层材料的介电常数 $\epsilon_c = 1.2$ 、损耗角正切 $\text{tg} \delta_c = 0.005$ 。

4. 多层结构天线罩的宽频带特性

为了说明多层介质天线罩对电磁波工作频带的延展性，以某五层介质平板和某由石英陶瓷构成的单层半波壁平板为例进行计算对比。

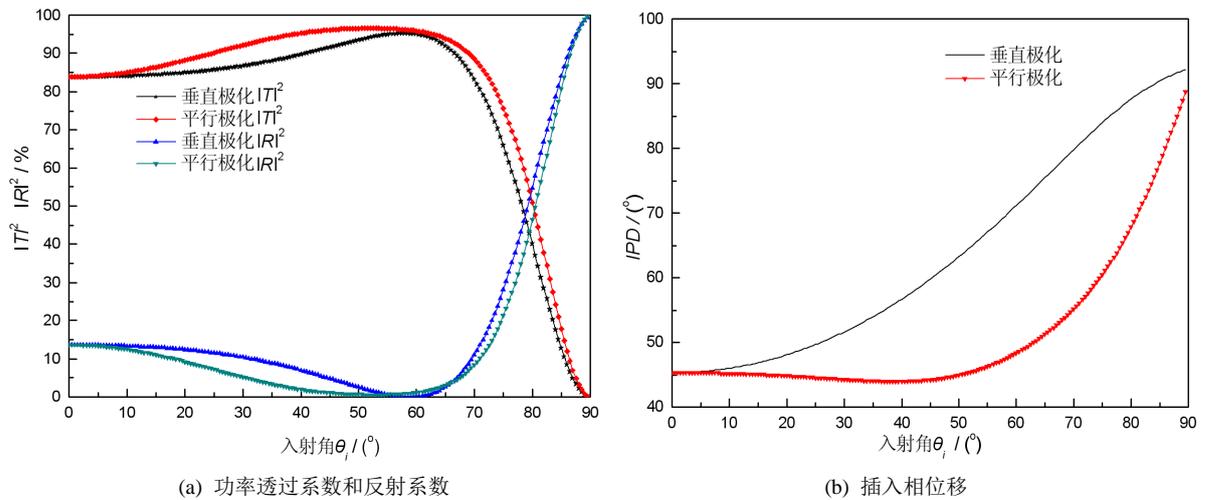


Figure 3. The electrical performance of A-interlayer flat

图 3. A-夹层平板的电性能 ($\epsilon_s = 4.15$, $\text{tg} \delta_s = 0.015$, $d_s/\lambda_0 = 0.03$ 和 $\epsilon_c = 1.2$, $\text{tg} \delta_c = 0.005$, $d_c/\lambda_0 = 0.3$)

五层介质平板的功率透过系数与入射角和入射电磁波频率的变化关系如图 4 所示，单层石英陶瓷半波壁平板的功率透过系数与入射角和入射电磁波频率的变化关系如图 5 所示。从图 4 中可以看出，针对入射角小于 70 度的入射波，五层平板对在 13.5 GHz~24 GHz 范围内的垂直极化波都有较好的功率透过系数，对于 0 GHz~19 GHz 范围内的平行极化波都有较好的功率透过系数；而从图 5 可以看出，单层平板对于垂直极化波仅在 13 GHz~15 GHz 范围内具有较好的功率透过系数。虽然单层平板对于平行极化波在较宽频带范围内都有较好的功率透过系数，但由于垂直极化波的频带较窄，所以单层平板在实际中可用于工作的频带范围远小于五层平板的频带范围，从而证明了多层介质天线罩对电磁波工作频带具有很好的延展性。

5. 结论

本文以宽频带天线罩的多层介质平板为研究对象，应用基于微波等效理论的四端网络法分析了其电

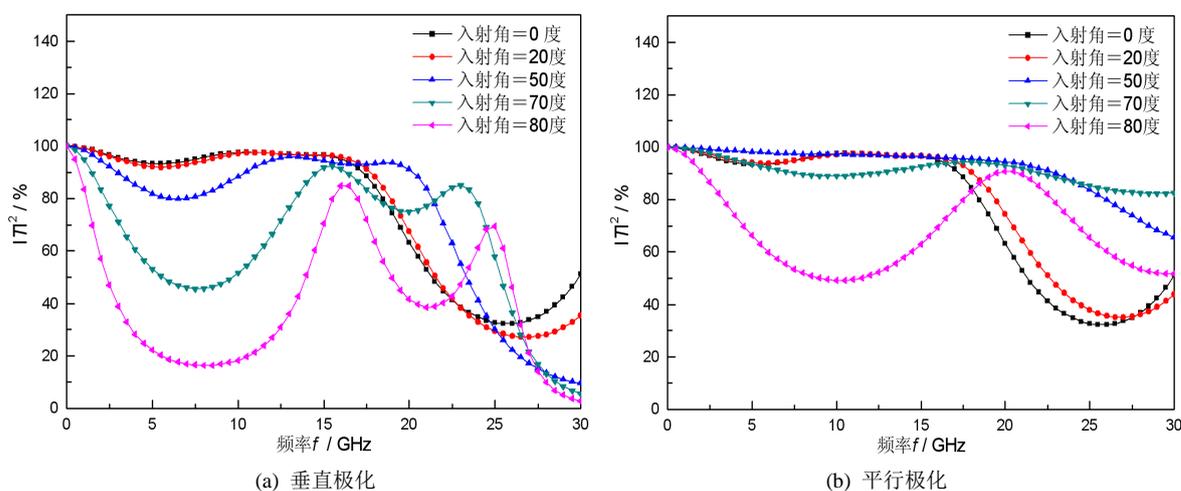


Figure 4. The relation between power transmission coefficient, incident angle and frequency for 5 layers flat
图 4. 五层平板的功率透过系数与入射角和频率的关系 ($\epsilon_c = 1.2$, $\text{tg}\delta_c = 0.005$, $d_2 = d_4 = 4.2$ mm, $\epsilon_s = 3.8$, $\text{tg}\delta_s = 0.013$, $d_1 = d_5 = 0.5$ mm, $d_3 = 1.0$ mm)

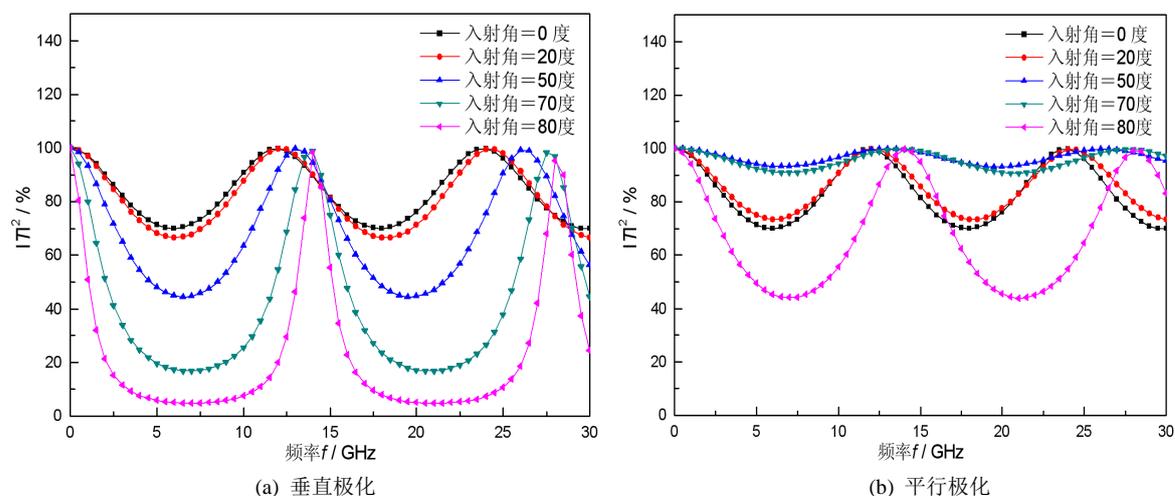


Figure 5. The relation between power transmission coefficient, incident angle and frequency for quartz ceramics flat
图 5. 石英陶瓷平板的功率透过系数与入射角和频率的关系 ($\epsilon_b = 3.42$, $\text{tg}\delta_b = 0.0004$, $d = 6.8$ mm)

气性能, 获得了表达简单、有效的数学解析式, 并对天线罩多层介质平板结构的功率透过系数、反射系数和插入相位移进行了分析计算; 以五层介质平板和单层半波壁平板为对比实例, 通过计算证明了多层介质平板对电波频带的延展性, 本文的研究工作为进一步研究宽频带天线罩电气性能奠定了基础。

致 谢

感谢国家自然科学基金项目(No. 51105056)和中国高校基本科研业务费项目(No. DUT12LK15)对本文工作的支持。

参考文献 (References)

- [1] ASC Engineering Directorate-Engineering Standards (1995) Radomes, General Specification for MIL-R-7705B. <http://engineering.wpafb.af.mil/engstds/reports.asp?Reportchoice=87>
- [2] 彭望泽 (1993) 防空导弹天线罩. 宇航出版社, 北京.
- [3] 杜耀惟 (1993) 天线罩电信设计方法. 国防工业出版社, 北京.
- [4] Zhang, Z. and Jin, L. (2005) Radar antenna technology. Electronic Industry Press, Beijing.
- [5] Rulf, B. (1985) Problems of radomes design for modern airborne radar. *Microwave Journal*, **1**, 145-152.
- [6] 齐共金, 张长瑞, 王思青等 (2005) 高超音速导弹天线罩关键技术. *导弹与航天运载技术*, **1**, 30-34.
- [7] 宋银锁 (2002) 天线一天线罩系统的方向性图计算. *航空兵器*, **5**, 8-11.
- [8] 张谟杰 (1998) 俄罗斯导弹天线罩研制情况介绍—赴俄罗斯考察报告. *制导与引信*, **1**, 16-18.
- [9] 徐文 (2004) 俄罗斯研发导引头的龙头企业. *飞航导弹*, **1**, 16-20.
- [10] 蔡良元, 王青海, 张强 (2010) 覆盖 X 波段到 Ka 波段的超宽带天线罩. *宇航材料工艺*, **2**, 30-34
- [11] 温磊, 蔡良元, 白树成 (2010) 复杂外形双频段天线罩的研制. *高科技纤维与应用*, **3**, 41-43.
- [12] 李斌, 张长瑞, 曹峰, 王思青, 齐共金 (2006) 高超音速导弹天线罩设计与制备中的关键问题分析. *科技导报*, **8**, 28-31.
- [13] 杨鲜锋 (2007) 影响天线罩性能的主要工艺因素. *纤维复合材料*, **2**, 30-33.
- [14] Jorgen, R. (1948) Circle diagrams of impedance or admittance for four-terminal networks. *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering*, **95**, 243-252.
- [15] Babaheidarian, P., Salimi, S. and Aref, M.R. (2012) Simultaneously generating multiple keys in a four-terminal network. *IET Information Security*, **6**, 190-201.
- [16] Babaheidarian, P., Salimi, S. and Aref, M.R. (2011) A new secret key agreement scheme in a four-terminal network. *12th Canadian Workshop on Information Theory (CWIT)*, **2**, 151-154.
- [17] Peredel'skiy, G.I. (2006) Development of the property of four-terminal networks of definite structure and its use in bridge circuits. *APEIE '06, 8th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering*, Novosibirsk, 26-28 September 2006, 271-274.