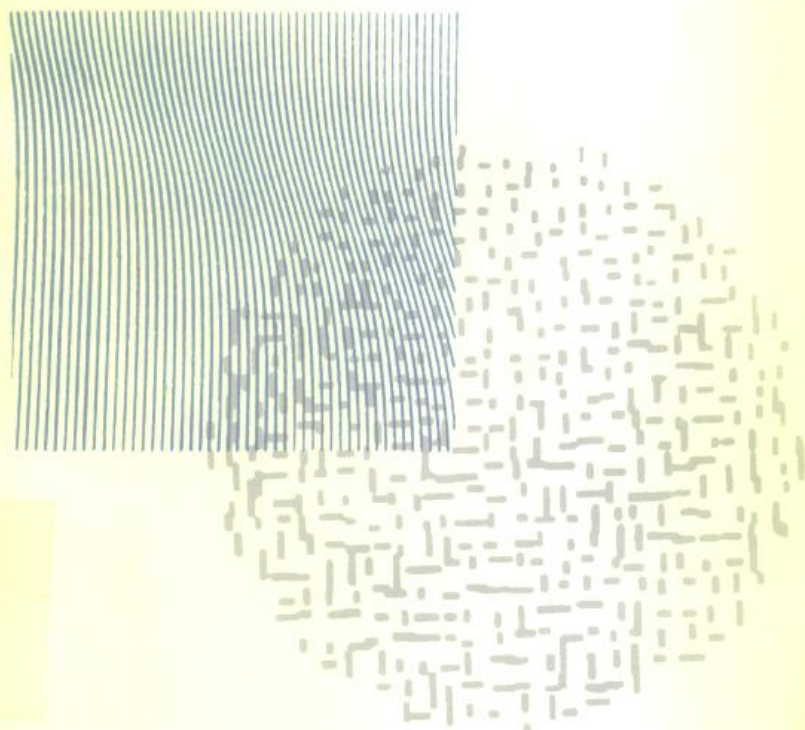


国外

微波吸收材料

● 吴晓光 车晔秋 编译



国防科技大学出版社

[湘]新登字009

内 容 简 介

本书有选择性地编译了国外微波吸收材料的文献。包括研究吸波材料的基本理论、微波吸收材料的设计、涂覆型吸波材料、结构型吸波材料和微波暗室用吸波材料。编译时在内容上兼顾到基本理论、设计、实验和应用。

本书可供从事微波吸收材料研究、生产和使用的科技人员参考,也可供高等院校有关专业的师生阅读。

国外微波吸收材料

吴晓光 车晔秋 编译

杨逢春 校

责任编辑 张刚华

责任校对 戴东宁

国防科技大学出版社 出版发行

新华书店总店科技发行所经销

国防科技大学印刷厂印装

*

开本: 787×1092 1/32 印张: 6.125 字数: 142千

1992年2月第1版第1次印刷 印数: 1300册

ISBN 7-81024-189-3

TB·6 定价: 3.60元

前 言

微波吸收材料在电视广播、雷达技术、微波暗室和电子器件等民用方面有广泛用途。特别是在军事技术方面，由于电子对抗技术和隐身技术的迅速发展，更加推动了微波吸收材料的研究和开发工作。国外发表了许多有关论文。但除了1982年苏联出版的称之为填补了这方面空白的《微波吸收材料》一书之外，迄今还未见到过这方面的专著，为此作者编译了本书。

本书着重了微波吸收材料研究的基本理论和设计方法。在材料研究方面包括了广泛应用的涂覆型吸波材料、结构型吸波材料和微波暗室用吸波材料。在书中列出了100多篇参考文献可供读者进一步研究和参考。本书部分内容编译了内滕喜之、千野胜、小野光弘、石野健、神原直孝、加藤修助、清水康敬等人的有关论文。

由于本书篇幅所限，许多有价值的资料未能选入。加之作者水平有限，书中缺点错误难免，希望读者批评指正。

作 者

1990年6月于国防科技大学

目 录

第 1 章 微波吸收材料研究的基本理论

- 1 材料吸收电磁波的基本规律 1
- 2 一种改进后的多层微波吸收材料的组成理论 4
- 3 铁氧体吸收体的匹配频率 18
- 4 关于铁氧体电波吸收体的厚度 27

第 2 章 吸波材料设计

- 1 一种宽频带多层吸波材料设计方法 45
- 2 X-波段薄层宽频带吸收体设计 63
- 3 介电体薄层电波吸收体的一种设计方法 76
- 4 以金属针状体为吸收剂的吸波材料设计 83

第 3 章 涂覆型吸波材料

- 1 铁氧体的电波吸收体 100
- 2 电波吸收体及其应用 108
- 3 一种新型二层电波吸收体 120
- 4 向橡胶铁氧体添加碳的电波吸收体 128
- 5 碳橡胶混合物中添加铁氧体的电波吸收体 135
- 6 以碳化硅为吸收剂的微波吸收体 143

第 4 章 结构型吸波材料

- 1 以碳化硅纤维为吸收剂的结构型吸波材料 162
- 2 多种纤维与树脂复合的结构型吸波材料 167

第 1 章

微波吸收材料研究的基本理论

1. 材料吸收电磁波的基本规律

真空中的电磁场为

$$D = \epsilon_0 E \quad \text{和} \quad B = \mu_0 H \quad (1-1-1)$$

式中 E 为电场强度, D 为电感应强度, H 为磁场强度, B 为磁感应强度, ϵ_0 和 μ_0 为常数, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ 法/米, $\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6}$ 亨/米。

类似可以得到物质介质方程式

$$D = \epsilon \epsilon_0 E \quad \text{和} \quad B = \mu \mu_0 H \quad (1-1-2)$$

式中 $\epsilon = 1 + \chi_E$ 和 $\mu = 1 + \chi_M$ (1-1-3)

χ_E 和 χ_M 分别称为电介质的极化率和磁化率。确定电感应强度 D 和磁感应强度 B 与电场强度 E 和磁场强度 H 之间的关系等式 (1-1-2) 称为物质方程, 因为 ϵ 和 μ 表征着内部存在电磁场的实际介质以及相应材料的性质。

还可以补充另一个物质方程, 以使传导电流密度 I 与电场强度联系起来, 即

$$I = \sigma E \quad (1-1-4)$$

式中 σ 为材料的电导率。电导率 σ 是材料电阻率的倒数。

把 ϵ 和 μ 表示为复数:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad \text{和} \quad \mu = \mu' - j\mu'' \quad (1-1-5)$$

其损耗角正切分别为:

$$\operatorname{tg} \delta_E = \varepsilon'' / \varepsilon', \quad \operatorname{tg} \delta_M = \mu'' / \mu' \quad (1-1-6)$$

通常也可表示为:

$$\operatorname{tg} \delta_E = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon'} \quad (1-1-7)$$

式中 ω 为角频率。这些参数也可用复波数 (或传播常数) k 表示:

$$k = \omega \sqrt{\varepsilon \varepsilon_0 \mu \mu_0} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon \mu} \quad (1-1-8)$$

c 为真空中的光速。

一般来说, 材料的性质都借助于综合参数 ε 和 μ 来表征, 这两个参数决定着介质中电磁能的积蓄和消耗。除了 ε 和 μ 以外还常常采用表征同一现象的其它一些参数, 其中一个参数是介质损耗角正切 $\operatorname{tg} \delta$ 。在损耗取决于电导率 σ 时,

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon'} = \frac{\text{传导电流密度}}{\text{位移电流密度}} \quad (1-1-9)$$

为了评价介质的质量, 常采用 Q 值, 它称为品质因数, 即

$$Q = 1 / \operatorname{tg} \delta. \quad (1-1-10)$$

在计算中, 常常用来描述材料特征的另一个参数是复波数,

$$\begin{aligned} k &= k' - jk'' \\ &= |k| e^{-j(\delta_E + \delta_M) / 2} \end{aligned} \quad (1-1-11)$$

如果没有磁损耗 ($\mu'' = 0$), 则复波数的实部和虚部为,

$$\begin{aligned} k' &= \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon' \mu'} \sqrt{\frac{1}{2} (1 + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta})} \\ k'' &= \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon' \mu'} \sqrt{\frac{1}{2} (-1 + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta})} \end{aligned} \quad (1-1-12)$$

如果电磁波在介质中传播 ($\text{tg}\delta \ll 1$) 时, 可以得到

$$k' \simeq \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon' \mu'} \quad (1-1-13)$$

$$k'' \simeq k' \frac{\text{tg}\delta}{2} = \frac{\sigma}{2} Z_0 \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon'}}$$

式中 Z_0 为自由空间的波阻抗,

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120\pi \text{ 欧} \quad (1-1-14)$$

对于导体 ($\text{tg} \gg 1$),

$$\begin{aligned} k &= \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon' \mu'} \sqrt{-j \text{tg}\delta} \\ &= (1-j) \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon' \mu'} \sqrt{\frac{\text{tg}\delta}{2}} \end{aligned}$$

$$\text{或} \quad k' \simeq k'' \simeq \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon' \mu'} \sqrt{\frac{\text{tg}\delta}{2}} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \mu \sigma}{2}} \quad (1-1-15)$$

在理想导体中 ($\sigma \rightarrow \infty$), 趋肤深度为

$$\Delta = \frac{1}{k''} = \sqrt{2 / (\omega \mu \mu_0 \sigma)} \quad (1-1-16)$$

电磁波入射到两种介质的分界面上, 计算反射系数和透射系数时常常遇到波阻抗 Z 这样一个参数, TEM 波的波阻抗为

$$Z = \sqrt{\frac{\mu \mu_0}{\epsilon \epsilon_0}} = \frac{\omega \mu \mu_0}{k} = \frac{k}{\omega \epsilon \epsilon_0} \quad (1-1-17)$$

对于介质 ($\text{tg}\delta \ll 1, \text{tg}\delta_m = 0$),

$$\begin{aligned} Z &= Z_0 \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon' (1 - j \text{tg}\delta)}} \\ &\simeq Z_0 \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon'}} \left(1 - j \frac{\text{tg}\delta}{2} \right) \end{aligned} \quad (1-1-18)$$

对于导体 ($\text{tg}\delta \gg 1$),

$$\begin{aligned}
 Z &\approx Z_0 \sqrt{j \frac{\mu'}{\epsilon' \tan \delta}} \\
 &= (1+j) \sqrt{\frac{\omega \mu \mu_0}{2 \sigma}}
 \end{aligned}
 \tag{1-1-19}$$

当 $\sigma \rightarrow \infty$ 时, 金属的 Z 值为无穷小。

现引用输入阻抗的概念, 电场矢量 E 的模和磁场矢量 H 的模之比称为介质的输入阻抗, 具有分布参数的电路段的输入阻抗为

$$Z_{BX} = Z_B \frac{Z_H + Z_B \operatorname{th}(jkx)}{Z_B + Z_H \operatorname{th}(jkx)} \tag{1-1-20}$$

式中 Z_B 为波阻抗, Z_H 为后续介质的输入阻抗。无限介质 ($x \rightarrow \infty$) 的输入阻抗与波阻抗相同。如果介质有很大的损耗以及从后面界面反射过来的波可以忽略不计, 则这个结论也同样适用于有限厚度的介质。

2. 一种改进的多层微波吸收材料的组成理论

2.1 组成理论的由来

采用损耗介质材料组成多层电波吸收材料 (简称吸收材料) 的理论设计法, 最初是由内藤、末武两人提出来的^[1]。该设计法提出后, “桑尔费雷德”电波吸收壁被制成产品广泛使用。这种方法虽然便于采用, 可用一般的吸收材料进行设计, 但未说明在匹配频率 f 以上的匹配状况, 所以并不见得是最好的设计方法。之后, 清水等人又公布了一种无损耗分布的设计法^[2]。采用这种方法吸收壁佳度系数 F 和文献[1]方法相比, 有了很大改进, 原 $F=1.2$, 采用这种组成方法 $F=0.42$ 。但

此时的原吸收材料必须是理想的损耗介质材料 ($\epsilon_r = 1 - j\epsilon_r''$)。在组成实际吸收材料时, 原材料限制在薄膜电阻类。西村、龙山发表的使输入频率特性平坦化的一般设计法^[3], 所用材料与文献[2]的相同。

作者曾运用网络理论分析说明了平面波斜入射在吸收材料时的反射和衰减特性, 认为采用网络工作函数法也可组成吸收材料^[4], 并对其应用作了试验。即提出了用损耗介质材料取代工作函数法组成的 $1/4$ 波长阻抗变换器(以下称阻抗变换器)的各个部分, 组成吸收材料的理论方法^[5]。此时损耗介质材料的特性阻抗为复数, 不能直接取代, 必须采用近似法。方法是设 W_i 为阻抗变换器 i 部分的特性阻抗, $Z_i = \zeta_i + j\eta_i$ 为吸收材料 i 层的特性阻抗。则:

$$(1) W_i = \zeta_i$$

$$(2) W_i = |Z_i|$$

采用文献[5]中研究的结果, 取得了良好的效果。在组成吸收材料时可以使频带型吸收材料以Wagner 或Tchebycheff特性的形式预先具有VSWR(电压驻波比)频率特性。采用这种方法首先实现了这一特点。

但问题是没有充分考虑应用吸收材料各层所含的损耗。为了解决这个问题这次取代时采用了下列关系式^[6], 即

$$(3) \Gamma_{I(i)} = |\Gamma_{II(i)}|$$

为充分考虑到各层的损耗效应, 并根据损耗考虑的程度, 从上述公式推出了三种决定吸收材料常数的公式。通过计算研究了可用性。式中, $|\Gamma_{I(i)}|$ 为阻抗变换器 i 部分与 $i+1$ 部分之间的反射系数; $\Gamma_{II(i)}$ 为吸收材料 i 层与 $i+1$ 层之间的反射系数。结果表明, 本文所介绍的方法, 不仅具有上述文献[5]介绍的方法的特点, 而且和文献[5]方法比较, 在组成同频宽

吸收材料时厚度可以减半。以最好的情况为例，5层吸收材料的厚度为原厚度的50%，7层吸收材料厚度为51%。但是原吸收材料必须根据预先给定的VSWR频率特性计算出介电常数和介质损耗因数。

因此，采用这种方法可以组成预先具有VSWR频率特性的频带式电波吸收材料。而且用文献[5]方法厚度的一半即可组成与其相同频宽的吸收材料。

2.2 阻抗变换器与电波吸收材料的对应关系

在电路中将各种不同特性阻抗的电路串联联接，在这一点上阻抗变换器与吸收材料是十分相似的。如果给出阻抗变换器的VSWR频率特性，各部分的阻抗通过工作函数法便可求出。然而，因吸收材料各层间含有损耗，所以采用现在的工作函数法不能求出各层间的阻抗。如果通过某种关系可使阻抗变换器和吸收材料相对应，则可认为：吸收材料也可具有阻抗变换器的VSWR频率特性。各部分之间的反射系数和线路长度决定阻抗变换器的匹配特性，要使吸收材料具有这种特性，阻抗变换器各部分之间的反射系数，线路长度与吸收材料各层间的反射系数，线路长度应相等。若用公式表示则：

$$\Gamma_{I(i)} = |\Gamma_{R(i)}| \quad (1-2-1)$$

$$Y_i = \frac{\pi}{2\beta_i} \quad (1-2-2)$$

最后一层的厚度

$$Y_{n+1} = \frac{S'}{8.686\alpha_{n+1}} \quad (1-2-3)$$

$$\text{式中,} \quad \Gamma_{I(i)} = \frac{W_{i+1} - W_i}{W_{i+1} + W_i} \quad (1-2-4)$$

$$\Gamma_{I(i)} = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i} \quad (1-2-5)$$

$$\beta_i = \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_0 \mu_{ri} \varepsilon_0 \varepsilon_{ri}}{2} \{ \sqrt{\operatorname{tg}^2 \delta_i + 1} + 1 \}} \quad (1-2-6)$$

$$Z_i = \zeta_i + j\eta_i \quad (1-2-7)$$

$$\frac{\zeta_i}{\eta_i} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_{ri} (\sqrt{\operatorname{tg}^2 \delta_i + 1} \pm 1)}{2 \varepsilon_0 \varepsilon_{ri} (\operatorname{tg}^2 \delta_i + 1)}} \quad (1-2-8)$$

式中, W_i 为阻抗变换器 i 部分的特性阻抗, W_{i+1} 为阻抗变换器 $i+1$ 部分的特性阻抗; Z_i 为吸收材料 i 层的特性阻抗, Z_{i+1} 为吸收材料 $i+1$ 层的特性阻抗; μ_0 为真空磁导率, μ_{ri} 为各层的相对磁导率; ε_0 为真空介电常数, ε_{ri} 为各层的相对介电常数; $\operatorname{tg} \delta_i$ 为各层的介质损耗角正切, $S' = 40 \text{ dB}$, $\omega = 2\pi f$,

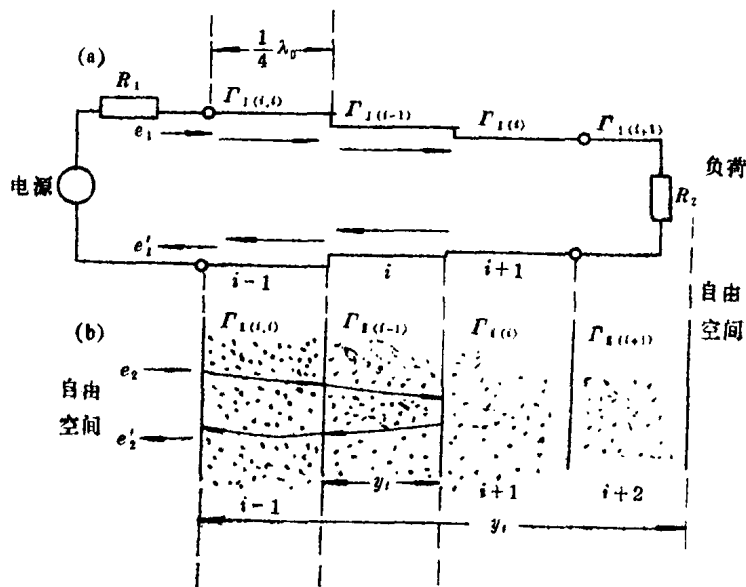


图 1-2-1 阻抗变换器与吸波材料模拟

$i = 1, 2, \dots, n, n+1$ 为阻抗变换器各部分序号 ($1 \sim n$) 和吸收材料各层序号 ($1 \sim n+1$)。图1-2-1为阻抗变换器与吸收材料的对应图。

如图1-2-1所示, 在 n 部分组成的阻抗变换器上有 $n+1$ 层组成的吸收材料相对应。若将(1-2-4)、(1-2-5)式代入(1-2-1)式即可求出 $n+1$ 层的相对介电常数 $\epsilon_{r,i+1}$, 或介质损耗角正切 $\operatorname{tg} \delta_{i+1}$,

$$\epsilon_{r,i+1} = \psi_1(w_i, w_{i+1}, \epsilon_{r,i}, \operatorname{tg} \delta_i, \operatorname{tg} \delta_{i+1}) \quad (1-2-9)$$

$$\operatorname{tg} \delta_{i+1} = \psi_2(w_i, w_{i+1}, \epsilon_{r,i}, \operatorname{tg} \delta_i, \epsilon_{r,i+1}) \quad (1-2-10)$$

如果预先给出各层的介质损耗角正切或相对介电常数便可从上述二公式确定另一方的介电常数和吸收材料的层厚, 这时即可组成吸收材料。但问题是以什么方式给出介质损耗角正切或相对介电常数较好呢? 进行定量分析比较难, 故通过定性分析来确定。如果认为吸收材料前半部分的损耗大, 则传到后半部分的透射波减少, 后半部分吸收层便不产生匹配作用, 这样不能得到阻抗变换器的匹配特性。所以要使吸收材料具有吸收效果, 应使前半部分减少损耗, 实现匹配, 后半部分逐渐增加损耗。这种方法在文献[5]中也采用了。取第一层的介质损耗角正切为零, 从吸收层的前半部分到后半部分以直线函数方式增大, 可以获得较好结果。这种损耗给定方法叫作直线函数法。若预先给出介质损耗角正切值, 则式(1-2-9)应为:

$$\epsilon_{r,i+1} = \left(\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \right) \epsilon_{r,i} \quad (1-2-11)$$

$$\text{其中,} \quad a = \frac{1 - \Gamma_{\frac{1}{2}}^2(i)}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \delta_i + 1}} \quad (1-2-12)$$

$$b = -(1 - \Gamma_{i(i)}^2) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{(\sqrt{\text{tg}^2 \delta_i + 1} + 1)(\sqrt{\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1} + 1)}{(\text{tg}^2 \delta_i + 1)(\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1)}} \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{(\sqrt{\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1} - 1)(\sqrt{\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1} - 1)}{(\text{tg}^2 \delta_i + 1)(\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1)}} \right\} \quad (1-2-13)$$

$$c = \frac{1 - \Gamma_{i(i)}^2}{\sqrt{\text{tg}^2 \delta_{i+1} + 1}} \quad (1-2-14)$$

所以，若给出 $\text{tg} \delta_i$ 、 ϵ_{ri} 和 $\text{tg} \delta_{i+1}$ ，采用(1-2-11)式便可求出 ϵ_{ri+1} ，用(1-2-2)式便可求出 y_{i+1} ，吸收材料的各常数可全部决定。

以上是该组成理论的基本思想。由于没有充分考虑到吸收材料各层所含有的损耗，所以不能完全对应。一般认为采用这种方法所获得的吸收材料，其性能与文献[5]方法组成的吸收材料相同。实际上通过吸收材料各层间的电波由于损耗受到衰减，所以应增大吸收材料各层间的反射系数，使返回前面的反射波电场强度与阻抗变换器的电场强度相同。下面根据各层损耗考虑的程度分三个阶段加以论述。

2.3 充分考虑各层损耗的情况

当阻抗变换器的匹配电路上含有少量损耗时，其匹配中心频率附近的VSWR（电压驻波比）变坏。一般来说，满足某一容许电压驻波比的频带宽度较大。所以，在采用上述方法组成吸收材料时应适当向各层加入一定的损耗，可以使匹配带宽大于阻抗变换器的带宽。这样，各层损耗对增加吸收材料的匹配带宽很有效。但是在组成电波吸收材料时，因为预先可以给出希望的匹配频带宽度，其频带宽度也容易达到，所以最好采用减少厚度的方法取代利用各层的损耗来增大频带宽度。为使从

吸收材料各层间临界面反射到前面的回波电场强度与阻抗变换器的电场强度相等，应该充分考虑到各层间的损耗。

2.3.1 损耗考虑之一

当平面波在 α 衰减常数的介质中行进 y 距离时，电场强度以

$$e = e_0 e^{-\alpha y} \quad (1-2-15)$$

的方式减少。以下假设阻抗变换器和吸收材料中电波传播距离相等，相位旋转忽略不计，当电压 $e_1 = 1$ 输入到阻抗变换器 i 部分时，反射电压 e'_1 则为（如图1-2-2(a)所示）：

$$e'_1 = \Gamma_{1(t)} \quad (1-2-16)$$

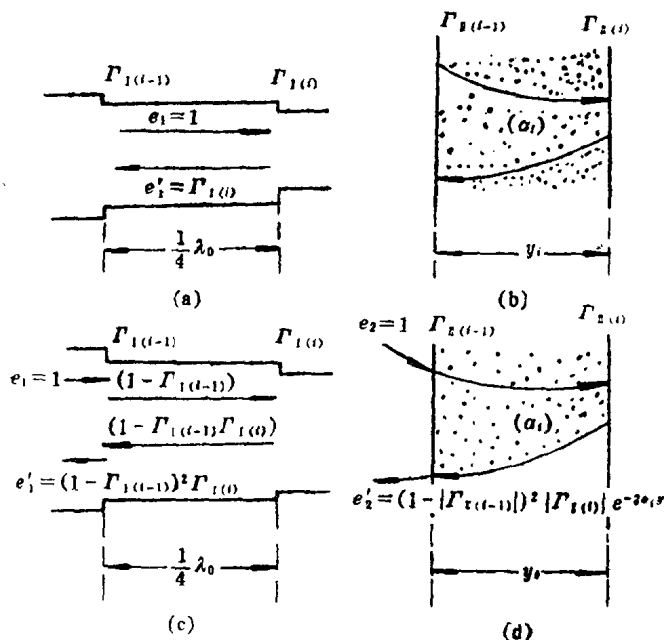


图 1-2-2 阻抗变换器与吸波材料比较

若电波吸收材料的电场强度与阻抗变换器的相等， $e_2 = e_1 = 1$ ，

则当它入射到吸收材料 i 层时 e'_2 为 (如图1-2-2(b)所示),

$$e'_2 = |\Gamma_{\text{I}(i)}| \cdot e^{-2\alpha_i y_i} \quad (1-2-17)$$

$$\text{式中, } \alpha_i = \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_0 \mu_{ri} \varepsilon_0 \varepsilon_{ri}}{2} \{ \sqrt{\tan^2 \delta_i + 1} - 1 \}} \quad (1-2-18)$$

如果(1-2-16)式=(1-2-17)式, 则

$$|\Gamma_{\text{I}(i)}| = \Gamma_{\text{I}(i)} e^{2\alpha_i y_i} \quad (1-2-19)$$

从(19)式可求出考虑到 i 层损耗时 $i+1$ 层的相对介电常数 ε_{ri+1} 。该公式求得的吸收材料各层之间反射系数的绝对值比阻抗变换器各部分之间的反射系数大。这就意味着降低了吸收材料 $i+1$ 层的原吸收材料的特性阻抗。所以吸收材料 $i+1$ 层的相对介电常数 ε_{ri+1} 比采用(1-2-1)式得到的值要大。

2.3.2 损耗考虑之二

在“损耗考虑之一”中, 吸收材料 i 层的入射波电场强度与阻抗变换器 i 部分上的外加电压相等, 但是在实际情况下, 由于考虑到 $i-1$ 层的损耗, $i-1$ 层与 i 层之间的反射系数很大, 所以 i 层上的透射波电场强度比阻抗变换器的电场强度要小。这里还应考虑到 $i-1$ 层与 i 层之间反射系数的变化。当 $e_1 = 1$ 为到达阻抗变换器 $i-1$ 部分与 i 部分之间临界面的电压时, 第二次回到输入端的电压 e'_1 (见图1-2-2(c)) 则为

$$e'_1 = (1 - \Gamma_{\text{I}(i-1)})^2 \cdot \Gamma_{\text{I}(i)} \quad (1-2-20)$$

另外, 如果到达吸收材料 $i-1$ 层与 i 层临界面的电场强度与阻抗变换器的值相同, 即 $e_2 = e_1 = 1$ 时, 则在图1-2-2(d)中, 第二次回到入射面的电场强度 e'_2 为

$$e'_2 = (1 - |\Gamma_{\text{I}(i-1)}|)^2 \cdot |\Gamma_{\text{I}(i)}| \cdot e^{-2\alpha_i y_i} \quad (1-2-21)$$

为简化起见, 阻抗变换器 i 部分与吸收材料 i 层内的多重反射波可以忽略不计。

若(1-2-20)式=(1-2-21)式, 则

$$|\Gamma_{I(i)}| = \left(\frac{1 - \Gamma_{I(i-1)}}{1 - |\Gamma_{I(i-1)}|} \right)^2 \cdot \Gamma_{I(i)} \cdot e^{2\alpha_i y_i} \quad (1-2-22)$$

采用上式求得的 $i+1$ 层的相对介电常数 $\epsilon_{r,i+1}$ 比(1-2-19)式求得的价值大。

2.3.3 损耗考虑之三

在“损耗考虑之二”中，确定 $i+1$ 层的相对介电常数时，只考虑到了 $i-1$ 和 i 层的损耗，而没有考虑到在到达 $i-1$ 层之前，1层到 $i-2$ 层所含有的损耗。若考虑到从1层到 i 层间各层损耗，当 $e_1=1$ 的电压附加在图1-2-1(a)的阻抗变换器时，从 i 部分与 $i+1$ 部分临界面回到电源的电压 e'_1 则为

$$e'_1 = \left[\prod_{k=1}^{i-1} (1 - \Gamma_{I(k)}) \right]^2 \cdot \Gamma_{I(i)} \quad (1-2-23)$$

设 $e_2=e_1=1$ 为入射在图1-2-1(b)吸收材料上的平面波的电场强度， e'_2 为从 i 层与 $i+1$ 层之间临界面再次回到空间的电场强度，则

$$e'_2 = \left[\prod_{k=1}^{i-1} (1 - |\Gamma_{I(k)}|) \right]^2 \cdot |\Gamma_{I(i)}| \cdot e^{2 \sum_{k=1}^i (\alpha_k y_k)} \quad (1-2-24)$$

式中，阻抗变换器各部分间和吸收材料各层之间的多重反射波忽略不计。

若(1-2-23)式=(1-2-24)式，则

$$|\Gamma_{I(i)}| = \left[\prod_{k=1}^{i-1} \left(\frac{1 - \Gamma_{I(k)}}{1 - |\Gamma_{I(k)}|} \right) \right]^2 \cdot \Gamma_{I(i)} \cdot e^{2 \sum_{k=1}^i (\alpha_k y_k)} \quad (1-2-25)$$

这样，在决定 $i+1$ 层的相对介电常数时便考虑到了从1层到 i 层间的损耗效应。从(1-2-25)式求得的相对介电常数的值比(1-2-22)式得到的值要大。

2.4 计算结果

2.4.1 组成条件

设吸收材料由5层和7层组成,中心频率 $f_0=10\text{GHz}$, $R_1=10R_2=377\Omega$, $S'=40\text{dB}$,工作特性函数为Wagner近似函数(参看有关Wagner近似组成1/4波长阻抗变换器方法之文献^[1]),损耗设定方式为直线函数方式(第1层介质损耗因数为零,最后一层的介质损耗因数分别为0.1,0.2,0.3,第1层与最后一层之间损耗直线增加)。

2.4.2 频率特性

图1-2-3(a),(b)所示为在上述条件下组成的吸收材料的VSWR频率特性之一例($\text{tg}\delta=0\sim 0.1$ 时)。在匹配频带宽度范围内,透射衰减量 S 基本达到40dB(如下所述指的是VSWR=1.1以下的频带宽)。各种常数如表1-1(A),(B)所示。VSWR和 S 的计算法可参看文献[4]、[5]。

