

电路模拟技术在吸波结构中的应用

高正平^{* *} 饶 力

(电子科技大学光电记录技术中心 成都 610054)

【摘要】 研究了在雷达吸波结构中应用电路模拟技术改进其在 TE 极化平面波入射下的反射特性的方法。证明了在吸波结构中插入感性电路屏可使其输入阻抗迅速增大, 论述了选择电路屏参数的方法, 并给出一个设计实例, 其特性比普通设计好得多。

关键词 电路模拟; ; 吸波结构; 输入阻抗; 反射系数

中图分类号 TN011

在吸波结构中加入周期性薄金属栅或薄金属片(称为电路屏)以改变吸波结构的反射特性的技术称为电路模拟。金属栅和金属片分别对应于等效集总感纳和等效集总容纳。文献[1, 2]报道了它在隐身技术中的应用; 文献[3, 4]介绍了它在吸波涂料中应用的原理和方法。本文探讨它在飞行器吸波结构进气道中应用的可能性和应用方法。因为进气道对后向散射截面积的贡献主要来自进气道内壁的反射, 对吸波结构的要求是在大入射角 θ^i 下对入射的电磁场有大的衰减; 另一方面在大 θ^i 下, TE 极化的反射系数值 $|R_{\perp}|$ 比 TM 极化下的反射系数值 $|R_{//}|$ 大很多, 故应针对 TE 极化大 θ^i 入射下减小吸波结构的反射。TE 极化的反射系数为

$$R_{\perp} = \frac{Z_{in\perp} - (1/\cos\theta^i)}{Z_{in\perp} + (1/\cos\theta^i)} \quad (1)$$

其中 $Z_{in\perp}$ 是结构表面输入阻抗的归一化值 ($Z_{in\perp} = Z_{in\perp}/Z_0$, $Z_0 = 120\pi$ 为自由空间波阻抗); $Z_{0\perp} = 1/\cos\theta^i$ 是 Z_0 的归一化值。很明显, 要减小 $|R_{\perp}|$, 应使 $|Z_{in\perp}|$ 尽可能地大和使 $Z_{in\perp}$ 的幅角 $\arg(Z_{in\perp})$ 接近于零。

没有金属基底的吸波材料中 $|Z_{in\perp}|$ 和 $\arg|Z_{in\perp}|$ 同吸波涂料中的完全不同。图 1 示出一吸波结构在 $\theta = 70^\circ$ 时, $f = 8$ GHz 和 $f = 18$ GHz 的 $|Z_{in\perp}|$ 和 $\arg(Z_{in\perp})$ 对厚度的变化。可以看到在 $f = 18$ GHz 的输入阻抗模达最大值, 幅角接近于零时, $f = 8$ GHz 的输入阻抗的模几乎是最小值, 幅角几乎是最大值。这表明单一的吸波结构是不能实现宽频带工作的。我们在吸波结构中采用插入电路屏的方法较好地解决了这一问题, 得到了良好的宽频带特性。

1 理论分析

图 1 的下方是吸波结构的传输线模型, 它相当于终端连接负载阻抗为 $1/\cos\theta^i$ 的均匀有耗传输线。传播常数为 $\gamma'' + j\gamma'$

$$\gamma' = \frac{k_0}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{(\mu'_r \epsilon''_r + \mu''_r \epsilon'_r)^2 + (\mu'_r \epsilon'_r - \mu''_r \epsilon''_r - \sin^2\theta^i)^2} + (\mu'_r \epsilon'_r - \mu''_r \epsilon''_r - \sin^2\theta^i) \right]^{1/2} \quad (1)$$

$$\gamma'' = \frac{k_0}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{(\mu'_r \epsilon''_r + \mu''_r \epsilon'_r)^2 + (\mu'_r \epsilon'_r - \mu''_r \epsilon''_r - \sin^2 \theta)^2} - (\mu'_r \epsilon'_r - \mu''_r \epsilon''_r - \sin^2 \theta) \right]^{1/2} \quad (2)$$

波阻抗为

$$Z_{c\perp} = \frac{k_0(\mu'_r - j\mu''_r)}{(\gamma' - j\gamma'')} \quad (4)$$

在任一截面 d 上的输入阻抗等效于 d 左侧的传输线的负载, 用 Z_{Ld} 表示。取 Z_{Ld} 与 Z_c 的比值(在以下的书写中略去下标“ \perp ”)

$$Z_{Ld} = \frac{Z_{Ld}}{Z_c} = r e^{j\psi} \quad r = \frac{|Z_{Ld}|}{|Z_c|}$$

$$\psi = [\arg(Z_{Ld}) - \arg(Z_c)] \quad (5)$$

下面讨论输入阻抗的模 $|Z_{in}|$ 从 d 平面开始将随距离 z 增大而增大。距离 z 处的输入阻抗为

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_{Ld} + (Z_c \text{th}(\gamma'' + j\gamma')z)}{Z_c + Z_{Ld} \text{th}(\gamma'' + j\gamma')z} = Z_c \frac{r e^{j\psi} + \text{th}(\gamma'' + j\gamma')z}{1 + r e^{j\psi} \text{th}(\gamma'' + j\gamma')z} \quad (6)$$

在上式中代入

$$\text{th}(\gamma'' + j\gamma')z = \frac{\text{sh} \gamma'' z \cos \gamma' z + j \text{ch} \gamma'' z \sin \gamma' z}{\text{ch} \gamma'' z \cos \gamma' z + j \text{sh} \gamma'' z \sin \gamma' z}$$

将式(6)右方复数的实数和虚部分开后, 得到 $|Z_{in}|^2$, 开方, 对 z 求导, 令 $z=0$, 得到

$$\frac{d|Z_{in}|}{dz} \Big|_{z=0} = |Z_{Ld}| \sqrt{\frac{1}{1+r^2}} [\gamma''(1-r^2)\cos\psi + \gamma'(1+r^2)\sin\psi] \quad (7)$$

考虑到 $\gamma'' < \gamma'$, 可以看出, 只有当 $r \gg 1, \psi > 0$, 才有 $d|Z_{in}|/dz > 0$, 即输入阻抗模将随 z 增大而增大; 且 ψ 越大, 增长速度越快。这意味着只有当 d 平面上的等效负载是一个模值不大的感性负载才有可能使 $|Z_{in}|$ 变大。图 1 中 d 平面上 $f=18 \text{ GHz}$ 的 $\psi > 0$, 故 $|Z_{in}|$ 将变大; 而 $f=8 \text{ GHz}$ 的 $\psi < 0$, 故 $|Z_{in}|$ 将变小。要使低频端的 $|Z_{in}|$ 也和高频端的 $|Z_{in}|$ 同时变大, 一个可能的方法就是在 d 平面上加入一集总感纳, 使原来为负值的 ψ 角变为正值, $|Z_{in}|$ 也就从原来变小转变为变大了。

图 2 是感性电路屏的图形, 其感纳的计算公式为^[5]

$$Y_{ind}\gamma = (\beta - \beta^{-1}) \left[\frac{a}{c} + \frac{1}{2} \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \right] \left[\text{ln} \csc \left(\frac{\delta \pi}{a} \right) \right] \quad (8)$$

$$\beta = (1 - 0.41 \delta a)(a/\lambda)$$

$$\delta = (a - c)/2a$$

式中 Y_{in} 是对所在的材料波导纳的归一化值, 上式应用的条件为 $c \leq 0.7a, a < \lambda, \lambda$ 为材料中的波长。选择 a 和 c 值, 可以在给定频率下得到所需要的感纳值。由式(8)可见, 此感纳的特点是低频下的感纳大, 高频下的感纳小, 特别是当 a 接近于高频端的波长时, 感纳值接近于零。

在 d 平面上插入电路屏, 等效于其输入导纳上并联一集总感纳 $2Y_{ind}$ 。

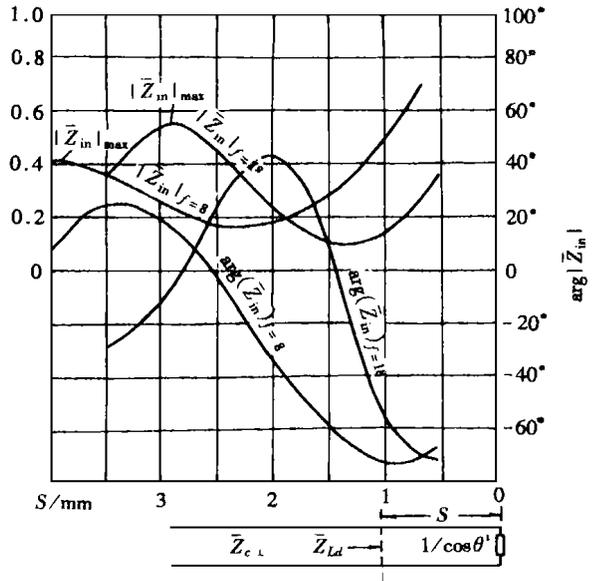


图 1 吸波结构中输入阻抗的变化和传输线模型

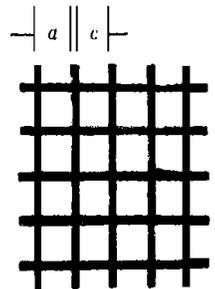


图 2 感性电路屏

等效负载变为

$$Z_{eq} = \frac{1}{-j2Y_{ind} + (1/Z_{Ld})} \tag{9}$$

将式(6)中的 $Z_{Ld} = re^{j\psi}$ 用 Z_{eq} 代替, 可计算任一 $z > 0$ 平面上的 Z_{in} 。在求出表面输入阻抗后, 按式(1)计算 R_{\perp} 。这里 d 平面上所有频率下的输入阻抗幅角都跃升了一个角度, 低频跃升的角度大; 高频跃升的角度小, 从而使原先高频幅角大于低频幅角的情形完全反过来了。另一方面, 各频率下的输入阻抗的模在 d 平面上都跃变了一个数值(跃升或跃降视并联前后电纳值的大小对比而定)。由于 ψ 变大造成低频下 $|Z_{in}|$ 将迅速增大的条件。此后, 低频的幅角随之以更快的速度下降, (注)模则以更快的速度上升, 最后, 在吸波结构表面上, 各频率下的 $|Z_{in}|$ 都趋近于各自的最大值; 而幅角则趋近于最小值。图 3 示出加入电路屏后吸波结构中输入阻抗的变化情况。

注 由 d 平面上的幅角变化率 $d(\arg(Z_{in}))/dc \Big|_{x=0} = \frac{1}{r} [(1-r^2)\gamma' \cos \psi (1+r^2)\gamma'' \sin \psi]$ (推导从略), 可以看出 ψ 较大和 r 不是太小时, 幅角将下降; ψ 越大, 下降速度越快。

2 设计方法和实例

按下列步骤设计: 1) 设计电路屏, 取 a 略小于高频端的波长, 取 $c \geq 0.7a$; 取 $c = 0.7a$ 时得到的感纳最大; 如需要感纳小一些, 则可增大 c ; 2) 模拟出高频端在未加电路屏时的输入阻抗曲线, 在 $\psi > 0$ 处取 d 平面作为插入电路屏的位置; 3) 取高频端在未加电路屏时输入阻抗幅角由正减至零附近的某一平面作为吸波结构表面; 4) 计算各频率下的反射率。微调 a 、 c 和电路屏位置、吸波结构厚度, 使频带内反射率达到规定的指标。

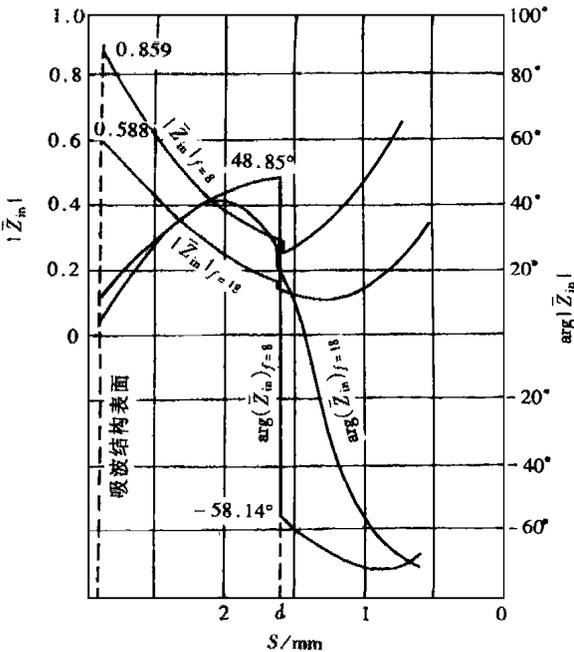


图 3 加入电路屏后吸波结构中输入阻的变化

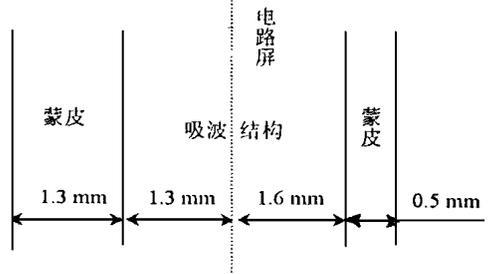


图 4 吸波材料和结构参数

设计实例 一飞航导弹的吸波结构进气道壁为在内外蒙皮间的吸波材料夹层, 总厚度 ≤ 5 mm, 要求在 8 GHz ~ 18 GHz 内 TE 极化, $\theta^i = 70^\circ$ 时, 反射率 ≤ -3 dB。采用现有吸波材料设计, 材料和结构参数列于图 4。电路屏的参数和设计结果见表 2 和表 3。设计时已把两侧蒙皮加入到设

计中。

表1 吸波材料的电磁参数 $\epsilon_r=10-j0.5$

f/GHz	8	10	12	14	16	18
$\mu'_r-j\mu''_r$	1.4-j0.5	1.7-j0.49	1.04-j0.30	0.94-j0.29	0.86-j0.24	0.8-j0.2

表2 电路屏的感纳值 $a=5.6\text{ mm}$ $c=4\text{ mm}$

f/GHz	8	10	12	14	16	18
$2Y_{ind}$	2.342 773	1.782 927	1.305 438	0.907 898	0.549 300	0.202 600

表3 反射率的频率特性(TE极化)

f/GHz	8	10	12	14	16	18
$20\log R_{\perp} /\text{dB}$	-4.305 1	-3.391 5	-3.744 7	-4.462 5	-3.980 7	-3.565 5

因加入电路屏可能影响平行极化的反射特性,故计算了平行极化的反射率,如表4所示。可见,平行极化时的特性是相当好的。

表4 反射率的频率特性(TM极化)

f/GHz	8	10	12	14	16	18
$20\log R_{\parallel} /\text{dB}$	-5.547 7	-7.046 0	-12.802 9	-15.018 8	-11.861 0	-12.609 9

3 结论

在吸波结构中采用电路模拟技术可以解决单一吸波结构无法实现的宽频带特性,它只需要一种吸波结构材料,对材料参数的要求不苛刻。另一方面,电路屏可采用电路板工艺加工或采用喷涂方法制做,因而采用电路模拟技术可节约吸波结构部件的成本,并使性能得到提高。

参考文献

- Richardson D. Stealth Warplanes. Salamander Book, 1989
- Stonier P A. Stealth aircraft and technology from world war II to the gulf, SAMPLE Journal 1991, 27(4):9~18
- 饶克谨,赵伯琳,高正平.电路模拟吸收材料—原理特性及设计方法.电子科技大学学报,1995,24(12):164~170
- 高正平,华宝家,董恩昌.电路模拟多层雷达吸波材料设计.宇航材料工艺,1996,26(3):20~23
- Lee S W, Zarrilo G C L. Simple formulas for transmission through periodic grids or plates. IEEE Trans Antenna Propagat, 1982, 30(5):904~909

Circuit Analog Technique Applied to Structural Absorbers

Gao Zhengping Rao Li

(Center of Optoelectronic Recording Technology, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract How to apply the circuit analog to radar structural absorbers to improve their reflection characteristics under TE polarization plane wave incidence is studied. The input impedance in the absorber can be increased rapidly by inserting an inductive screen into the absorber. The method to select the screen parameters is given. A design example is presented, which exhibits better performances than those of ordinary design.

Key words circuit analog; structural absorber; input impedance; reflection coefficient

编辑 徐培红