

毫米波鳍线电感阵列等效电路的统一计算公式*

刘策 冯恩信

(西安交通大学, 西安)

摘要 本文利用场匹配法和对称网络的本征值, 推导并给出了毫米波鳍线电感网络等效电路参量的计算公式. 结果表明, 电感参量值随鳍线和鳍厚的增加而减少, 随频率的升高而增大. 取不同模数对金属镀层的 $\epsilon_r = 2.22$ 的介质基片电感鳍的计算表明, 不连续区域中高次模数 M 大于 80, 均匀波导中的反射高次模数大于 20 时, 等效网络电感参量的计算误差小于 1%. 单金属片和单金属镀层介质鳍的结果分别与有关文献中给出的结果相同.

关键词 波导不连续性; 波导滤波器; 毫米波鳍线

1. 引言

毫米波段的鳍线结构无源和有源器件近年来越来越受到重视^[1-4]. 作为滤波器及其它毫米波器件基本单元电路的鳍线电感网络, 求出其等效电路是十分重要的.

本文首先把各种电感鳍结构用统一的电感鳍结构(图 1(a)) 概括, 并建立了其等效电路(图 1(b)). 根据这个普遍结构和等效电路, 在对称面 T 开路 and 短路时, 分别求出网络

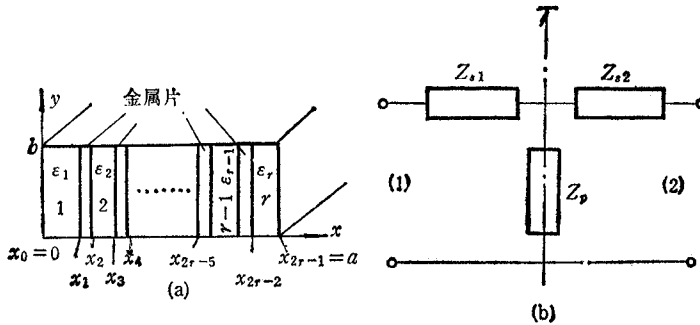


图 1 (a) 鳍线电感阵列的统一形式
(b) 等效电路

的两个本征值, 从而求出 Z_{s1} , Z_{s2} 和 Z_p 的归一化值. 本征值是通过在不连续面上横向场分量连续的条件求解得到的. 利用所得到的公式和算法对各种结构的鳍线电感网络进行了计算和讨论. 最后, 考虑了金属镀层单电感鳍在几何尺寸或介质性质变化时, 等效网络参数的变化情况.

* 1986年12月29日收到, 1988年3月17日修改定稿.

2. 鳍线电感网络等效电路的统一计算公式

从图 1 的鳍线电感网络结构可以看出, 这些网络关于 T 面是对称的。不考虑介质和金属的损耗, 图 1(b) 中应有 $Z_{s1} = Z_{s2} = jx_s, Z_p = jx_p$ (其中 x_s, x_p 均为实数)。图 1(b) 的两个本征值分别等于 T 面开路 and 短路时端口(1)的反射系数 S_1 和 S_2 。电感参量 x_s, x_p 与 S_1, S_2 的关系为:

$$jx_s = \frac{1 + S_2}{1 - S_2} \quad (1)$$

$$jx_p = \frac{S_1 - S_2}{(1 - S_1)(1 - S_2)} \quad (2)$$

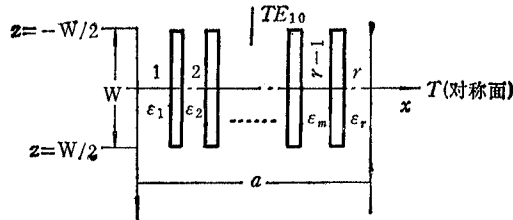


图2 电感膜的参考面和对称面

设图 2 中的人射场为 TE_{10} 波, 入射场幅度为 1, 连续区域 $(z \leq -\frac{w}{2})$ 的反射波中的主模分量在 T 面开路时为本征值 S_1 , T 面短路时为本征值 S_2 。用 $S_k (k = 1, 2)$ 统一表示。由横向场分量在 $z = -\frac{w}{2}$ 处的连续性, 得下列方程:

$$(1 + S_k)\phi_1(x) + \sum_{n=2}^{\infty} a_n \phi_n(x) = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^i \phi_m^i(x) v^k \left(\gamma_m^i \frac{w}{2} \right) \quad (3)$$

$$Y_1(1 - S_k)\phi_1(x) - \sum_{n=2}^{\infty} a_n Y_n \phi_n(x) = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^i Y_{0m} \phi_m^i(x) v^k \left(\gamma_m^i \frac{w}{2} \right) \quad (4)$$

式中

$$Y_n = \frac{\Gamma_n}{jZ_0 k_0}$$

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$$

$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 2\pi / \lambda_0$, λ_0 为真空中的波长;

$$\Gamma_n = \begin{cases} jk_0 \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, & n = 1 \\ \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{(n\lambda/a)^2 - 4}, & n > 1 \end{cases}$$

$$\phi_x(x) = \sqrt{2/a} \sin(n\pi x/a)$$

$$v^k(\gamma_m^i z) = \begin{cases} \text{ch}(\gamma_m^i z), & k=1 \\ \text{sh}(\gamma_m^i z), & k=2 \end{cases}$$

$$v_k^i(\gamma_m^i z) = \begin{cases} \text{sh}(\gamma_m^i z), & k=1 \\ \text{ch}(\gamma_m^i z), & k=2 \end{cases}$$

$$r_m^i = (\pi/\lambda^i) \sqrt{[m\lambda^i/(x_{2i-1} - x_{2i-2})]^2 - 4}$$

$$\lambda^i = \lambda_0/\sqrt{\epsilon^i}$$

$$\phi_m^i(x) = \sqrt{2/(x_{2i-1} - x_{2i-2})} \sin [m\pi(x_{2i-1} - x)/(x_{2i-1} - x_{2i-2})]$$

$$Y_{0m}^i = -jY_m^i/(k_0 Z_0)$$

$$i = 1, 2, \dots, r; x_0 = 0, x_{2i-2} \leq x \leq x_{2i-1}, x_{2r-1} = a$$

由 $\phi_n(x)$ 和 $\phi_m(x)$ 的正交性, 对(3)式和(4)式作适当处理得:

$$-S_k = (1 + S_k)Z_{11}^k + \sum_{\nu=1}^{\infty} a_{\nu} Z_{1\nu}^k \quad (5)$$

$$-a_n = (1 + S_k)Z_{n1}^k + \sum_{\nu=2}^{\infty} a_{\nu} Z_{n\nu}^k \quad (6)$$

式中

$$Z_{n\nu}^k = \frac{1}{Y_n} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{i=1}^r p_{\nu m}^i p_{nm}^i Y_{0m}^i Q^k \left(\gamma_m^i \frac{a}{2} \right)$$

$$Q^k(x) = \frac{v'^k(x)}{v^k(x)}$$

$$p_{nm}^i = \int_{x_{2i-2}}^{x_{2i-1}} \phi_n(x) \phi_m^i(x) dx$$

$$= \frac{2ma}{\pi} \sqrt{a(x_{2i-1} - x_{2i-2})} \frac{(-)^{m+1} \sin\left(\frac{n\pi x_{2i-1}}{a}\right) - \sin\left(\frac{n\pi x_{2i-2}}{a}\right)}{(am)^2 - [n(x_{2i-1} - x_{2i-2})]^2}$$

$$k = 1, 2; m = 1, 2, \dots; n = 2, 3, \dots; \nu = 2, 3, \dots; i = 1, 2, \dots, r.$$

在(5)式和(6)式中, 如果高次模数取为有限, 即下标变量 n, ν 的上限取为 N, m 的上限取为 M , 便得到有关 $S_k (k=1, 2), a_2, a_3, \dots, a_N$ 的线性方程组:

$$[A^k][R^k] = [B^k] \quad (7)$$

其中方阵 $[A^k]$ 的元素 A_{ij}^k 为:

$$A_{ij}^k = \begin{cases} Z_{ij}^k + 1 & i = j \\ Z_{ij}^k & i \neq j \end{cases} \quad (8)$$

式中 $i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, N.$

列阵 $[R^k]$ 的诸元素 R_i^k 为:

$$R_i^k = \begin{cases} S_k, & i = 1 \\ a_i, & i = 2, 3, 4, \dots, N \end{cases} \quad (9)$$

列阵 $[B^k]$ 的诸元素 B_i^k 为:

$$B_i^k = \begin{cases} 1 - Z_{11}^k, & i = 1 \\ -Z_{1i}^k, & i = 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (10)$$

用(5)式至(10)式、(1)式和(2)式就可以对图 1 所示的鳍线电感进行计算。计算时应注意,要求解的是 S_k ,其它变量 $R_i^k (i = 2, 3, \dots, N)$ 无需解出。因此求解过程中只要将方程(7)作适当变换,使矩阵 $[A^k]$ 变为上三角矩阵,便可求出 R_1 ,即 $S_k (k = 1, 2)$,再通过(1),(2)两式得到 x_s 和 x_p 值。

3. 计算结果和误差分析

取 $r = 2$, 计算了金属鳍厚为零的单电感鳍的等效电路参量,如图 3(a) 所示。把此结果与用变分法算得的结果^[1] ($M = 51, N = 20$) 相比,相对误差小于 1%。但用文献[1]中的方法在计算速度上略优于本文提出的计算公式。

图 3(b) 是 $r = 3$ 的金属层介质基片电感鳍的等效电感参量的计算结果,它与文献

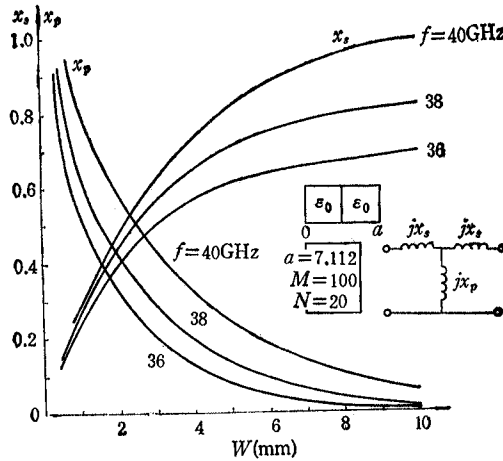


图 3(a) 单金属电感鳍的等效电路参量

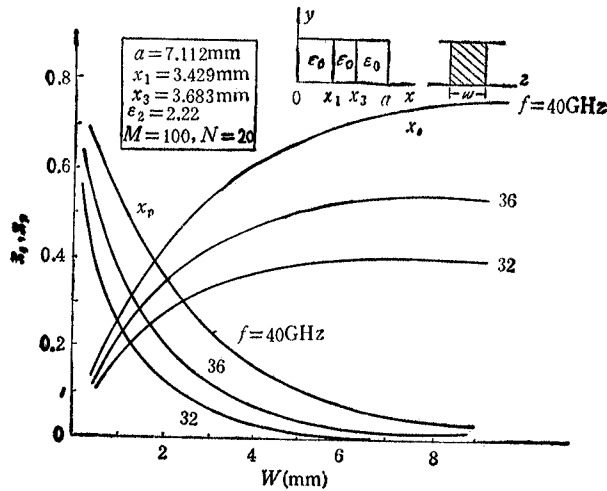
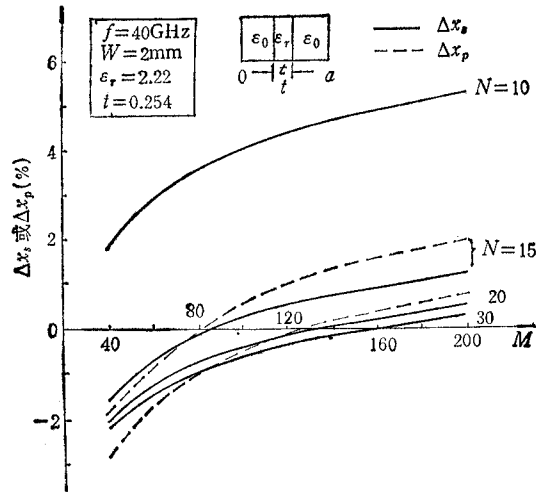


图 3(b) 金属镀层介质电感鳍的等效电路参量



$$\Delta x_s = \frac{x_{s0} - x_s}{x_{s0}} \times 100\%, \quad x_{s0} = x_s \quad (M = 160, N = 30)$$

$$\Delta x_p = \frac{x_{p0} - x_p}{x_{p0}} \times 100\%, \quad x_{p0} = x_p \quad (M = 160, N = 30)$$

图 3(c) 取不同模式数对计算精度的影响

[2]中给出的用 S 参量计算出的数据相同。图 3(c) 表示了 M 和 N 取不同的值时, 对计算精度的影响。图中的两条虚线是 $N = 15$ 和 $N = 20$ 时 x_p 随 M 的变化曲线。显然, x_p 随 M 的变化比 x_s 随 M 的变化剧烈。

图 3(d), 3(e) 分别是金属层厚度和介质片厚度发生变化时等效电路参量的变化。

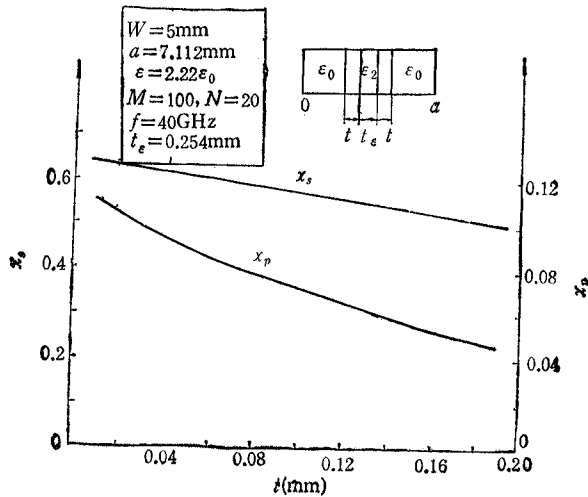


图 3(d) 金属镀层厚度对电感参量的影响

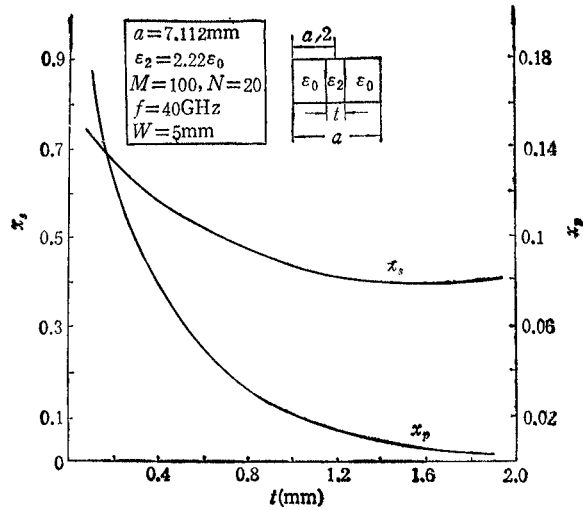


图 3(e) 介质基片厚度对电感参数的影响

图 4(a) 是双金属鳍电感网络^[3]的等效电感参数。图 4(b) 是双金属镀层介质电感鳍的等效电路参数。

4. 结论

(1) 鳍线电感网络的场匹配公式适用于各种纵向对称的鳍线结构，是各种电感鳍等效电路的统一公式。用此公式进行计算，速度和精度都是很好的，当 M 大于 80， N 大于 20 时，计算误差小于 1%。如需更高的精度，可将 M, N 适当加大。

(2) 当鳍长 w 增大时，等效电路的串联电感 x_s 增大，而并联电感 x_p 减小。 w 较小

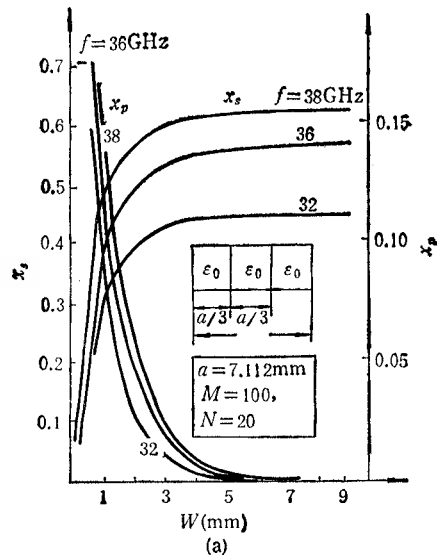


图 4(a) 双金属电感鳍的等效电感参数

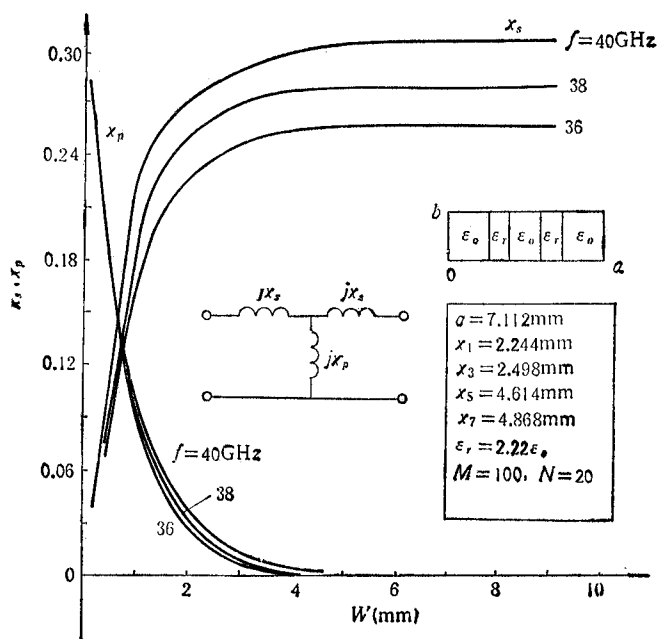


图 4(b) 双金属层介质感鳍的等效电感参量

时, x_s, x_p 随 w 变化较剧烈, 当 w 增大到一定数值时, 变化缓慢。

(3) 如采用变分法计算鳍线等效电路参量时, 计算速度在同一精度的前提下比本文的方法略快。

本文在撰写过程中, 曾得到汪文秉老师, 郝雷同志的帮助, 在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] 刘策等, 西安交通大学学报, **20**(1986), 51—58.
- [2] Y. Shih, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-31**(1983), 135—142.
- [3] F. Arandt, et al., *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-32**(1984), 1391—1394.
- [4] R. Vahldieck, et al., *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-33**(1985), 1333—1339.

GENERAL FORMULAE FOR THE EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF INDUCTIVE FIN-LINE STRUCTURES

Liu Ce, Feng Enxin

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an)

ABSTRACT General formulae for the equivalent circuit parameters of multi-fin-line structures are derived by using field matching technique and eigenvalue concept. Several inductive fin-line structures are analysed with this formula. Inductive parameters of the equivalent circuit of these structures decrease as the number of the fins increases and the thickness of the fins becomes greater. When frequency goes higher, the circuit parameters x_s and x_p become bigger. The parameters decrease as the distances between each two metal fins goes further apart. With different mode number considered in the computation, the inductive parameters of dielectric fin ($\epsilon_r=2.22$) sandwiched in two metal sheets are analysed. The results show that when the mode number in continuous region and discontinuous region are greater than 20 and 80 respectively, errors due to truncation are less than 1%. In the case of single metal inductive fin and dielectric fin sandwiched in two metal sheets, the calculated data with this method are in good agreement with those calculated by variation method and S parameter method respectively.

KEY WORDS Waveguide discontinuity; Waveguide filter; Millimeter wave fin-line structure