

多平行圆杆带状线分布参数 新计算方法及应用*

杜建洪 郑兴世 林貽堃

(中山大学无线电电子学系, 广州 510275)

摘 要 基于变分原理中的极限定理, 采用等效多边形柱拟合传输线内圆导体, 并借助保角变换技术, 得到了一种计算多平行耦合圆杆带状线分布电容参数的新方法, 这种方法计算速度快, 准确度高, 已成功地用于超小型化波导腔体式滤波器 CAD 的研制中。

关键词 多平行圆杆带状线, 分布电容, 保角变换, 滤波器

分类号 TN 015, TN713.5

波导腔体式带通滤波器(Band - Pass Filter 简称 BPF) 由于其插入损耗小, 矩形系数好而成为微波通信系统中不可缺少的重要部件。往常设计的滤波器因体积庞大阻碍了通信系统整机便携化的实现, 由此研究各种小型化波导滤波器及其快速设计方法是微波工作者努力追求的目标之一。具有多平行圆杆带状线的滤波器(如交指型、梳状线型等 BPF) 是易实现体积超小型化的结构, 其体积几乎可与平面集成微带结构电路大小相仿。综合优化设计这种电路需要采用 CAD 技术才能兼顾诸多要考虑的因素, 其中最关键的是要发展一种准确度高、速度快的计算多平行圆杆带状线分布电容参数(包括自电容 C_s 和互电容 C_m) 的方法, 在计算 C_s 和 C_m 时一般转化为奇、偶模电容的计算, 以往计算因电路边界条件复杂多采用纯数值法如变分法、有限元法等, 要达到较高的精度要求所需时间太长, 用于 CAD 中不现实, 因此在设计这种结构的滤波器只有依靠图表法, 这已经成为微波电路 CAD 中的一个明显的空白^[1~4]。

本文基于变分原理中的有关定理^[5,6], 针对奇、偶模结构传输线采用内、外接多边形柱(边数 $N=8$) 取代内圆导体而得到新的传输线, 其分布参数必然构成真值的上下限, 通过对上下限偏差分析及各自电磁场分布的研究, 确定一具有内等效多边形柱传输线其分布参数能够以高准确度拟合逼近真值, 对于这种新的传输线结构无论奇模还是偶模都能方便地借助于保角变换技术求解。文中给出了计算分布电容参数的主要公式及部分计算结果曲线。最后叙述了本文方法用于波导滤波器 CAD 中的一个实例。

收稿日期: 1992-10-13, 修改稿收到日期: 1994-01-26

* 广东省科委科学基金资助项目

1 分布电容参数的解析方法及模拟计算结果

图 1 是多平行耦合圆杆带状线的具体结构及分布参数等效电路,其中 C_s 为自电容, C_m 为互电容,它们的计算可以转化为如图 2 所示的奇、偶模传输线分布电容的计算(对应

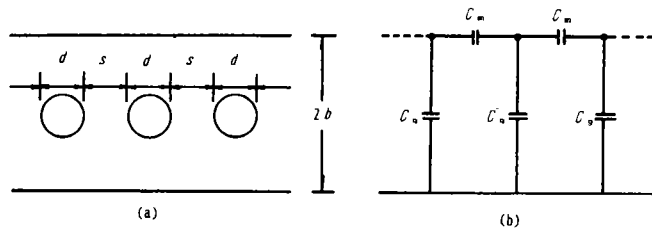


图 1 多平行圆杆带状线结构及等效电路示意图

Fig. 1 The schematic diagram for the construct of multi-parallel rod stripline and its equivalent circuit

是 C_s 和 C_0), 双方关系为

$$C_s = C_e \tag{1}$$

$$C_m = (C_0 - C_s)/4 \tag{2}$$

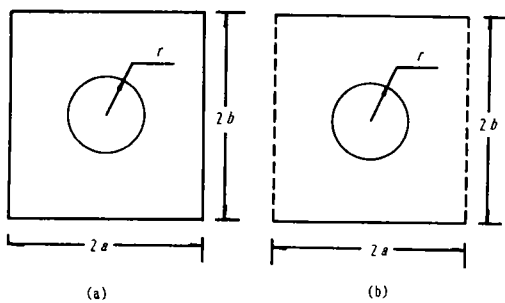


图 2 对应奇、偶模传输线结构

(其中 — 表电壁, 表磁壁, $2a = 2r + s$)

Fig. 2 The corresponding structures of odd and even modes transmission lines

(a) 奇模情况, (b) 偶模情况

采用等效多边形柱(边数 $N = 8$)取代内圆导体,并施与两次保角变换,最终得到了一组求解奇、偶模电容参数的解析公式,为使用方便,均以归一化值表征如下:

奇模电容

$$\frac{C_0}{\epsilon} = 4 \frac{K_0}{K_0'} = 4 \frac{\int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{-1/2} \{ [\alpha-1+(\gamma-\alpha)y^2]^{-1/2} + [\gamma-1+(\gamma-\alpha)y^2]^{-1/2} \} dy}{\int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{-1/2} \{ [\gamma-1+(\alpha-1)y^2]^{-1/2} + [\gamma-\alpha+(\alpha-1)y^2]^{-1/2} \} dy} \tag{3}$$

偶模电容

$$\frac{C_s}{\epsilon} = 4 \frac{K_s}{K_s'} = 4 \frac{\int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{-1/2} \{ [\beta-1+(\gamma-\beta)y^2]^{-1/2} + [\gamma-1+(\gamma-\beta)y^2]^{-1/2} \} dy}{\int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{1/2} \{ [\gamma-1+(\beta-1)y^2]^{-1/2} + [\gamma-\beta+(\beta-1)y^2]^{-1/2} \} dy} \tag{4}$$

ϵ 为介质的介电常数,保角变换参数 α, β, γ 满足下列联立方程组

$$F_1(\alpha, \beta, \gamma) = P - [f_2(\alpha, \beta, \gamma)/f_1(\alpha, \beta, \gamma)] \tag{5}$$

$$F_2(\alpha, \beta, \gamma) = Q - [f_3(\alpha, \beta, \gamma)/f_1(\alpha, \beta, \gamma)] \quad (6)$$

$$F_3(\alpha, \beta, \gamma) = W - [f_4(\alpha, \beta, \gamma)/f_1(\alpha, \beta, \gamma)] \quad (7)$$

其中:

$$P = \sqrt{2} [a - r_c]/r_c \cos(\pi/8), \quad Q = \sqrt{2} (b/r_c) \cos(\pi/8),$$

$$W = \sqrt{2} (a/r_c) \cos(\pi/8), \quad r_c = \sqrt{\pi/(2\sqrt{2})} r, \text{ 且}$$

$$f_1(\alpha, \beta, \gamma) = 2 \int_0^{\sqrt{0.5}} \{y^{3/2}(1-y^2)^{-3/8}(a-y^2)^{-1/2}(\beta-y^2)^{1/2}(\gamma-y^2)^{-1/2} \\ + y^{1/4}(1-y^2)^{1/4}(a-1+y^2)^{-1/2}(\beta-1+y^2)^{-1/2}(\gamma-1+y^2)^{-1/2}\} dy \quad (8)$$

$$f_2(\alpha, \beta, \gamma) = 2 \int_0^{\sqrt{0.5}} (\alpha-1)^{1/8} \{y^{1/4}[1+(\alpha-1)y^2]^{1/4}(1-y^2)^{-1/2} \\ \cdot [\beta-1-(\alpha-1)y^2]^{-1/2}[\gamma-1-(\alpha-1)y^2]^{-1/2} + [\alpha-(\alpha-1)y^2]^{1/4} \\ \cdot (1-y^2)^{-3/8}[\beta-\alpha+(\alpha-1)y^2]^{-1/2}[\gamma-\alpha+(\alpha-1)y^2]^{-1/2}\} dy \quad (9)$$

$$f_3(\alpha, \beta, \gamma) = 2 \int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{-1/2} \{[\alpha+(\beta-\alpha)y^2]^{1/4}[\alpha-1+(\beta-\alpha)y^2]^{-3/8} \\ \cdot [\gamma-\alpha-(\beta-\alpha)y^2]^{-1/2} + [\beta-(\beta-\alpha)y^2]^{1/4}[\beta-1-(\beta-\alpha)y^2]^{-3/8} \\ \cdot [\gamma-\beta+(\beta-\alpha)y^2]^{-1/2}\} dy \quad (10)$$

$$f_4(\alpha, \beta, \gamma) = 2 \int_0^{\sqrt{0.5}} (1-y^2)^{-1/2} \{[\beta+(\gamma-\beta)y^2]^{1/4}[\beta-1+(\gamma-\beta)y^2]^{-3/8} \\ \cdot [\beta-\alpha-(\gamma-\beta)y^2]^{-1/2} + [\gamma-(\gamma-\beta)y^2]^{1/4} \\ \cdot [\gamma-1-(\gamma-\beta)y^2]^{-3/8}[\gamma-\alpha+(\gamma-\beta)y^2]^{-1/2}\} dy \quad (11)$$

事实上, $F_1(\alpha, \beta, \gamma)$, $F_2(\alpha, \beta, \gamma)$, $F_3(\alpha, \beta, \gamma)$ 构成一个 3 维元素寻优过程, 目标函数为

$$F(\alpha, \beta, \gamma) = [\sum_{i=1}^3 W_i(\alpha, \beta, \gamma) |F_i(\alpha, \beta, \gamma)|^2]^{1/2} \quad (12)$$

$W_i(\alpha, \beta, \gamma)$ 是加权函数, α, β, γ 初值的选定需谨慎, 这里采用 3 个一维优化过程确定, 并对之加约束条件 $1 < \alpha < \beta < \gamma$, 最终完成了整个寻优过程. 有关保角变换过程及相应参数的物理意义请参阅文献[7].

采用本文方法及公式计算了几组分布电容参数曲线, 绘于图 3 中, 与文献[1]给出的纯数值法结果对比吻合是很好的, 经分析表明, 采用本文方法计算的结果相对真值偏差小于 0.5%, 这一点亦在文献[7]中给予了论证.

2 应用实例

长期以来, 实现快速超小型化圆杆交指、梳状线等腔体式滤波器的 CAD 一直是该领域的一个空白, 这里有两个主要原因, 第一, 以往针对整个滤波网络采用全局优化技术, 优化变量多达十几个, 其结果循环大, 次数多; 第二是滤波网络中的分布参数综合成结构参

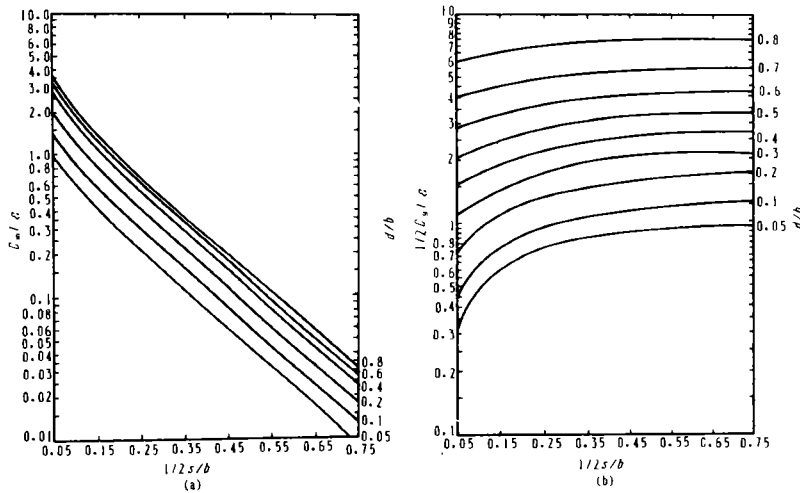


图 3 分布电容参数随结构尺寸变化曲线

Fig. 3 The curves of the distributing capacitance parameters varying with structural dimensions

数时,使用的分析方法是较为复杂的纯数值法,过程繁琐,耗时过长.针对第一个问题作者结合微波网络理论发展了一种局部优化法,每次优化元素仅为 2~3 个,从而大大降低了循环规模和次数,这种方法已成功地用于同类型的平面集成电路的 CAD 中^[8,9].运用本文给出的计算圆杆带状线分布参数公式则可以克服第二个因素造成的困难.这里仅就小型化电容加载式梳状线滤波器 CAD 为例简述运用本文公式的过程.

图 4 为滤波器结构及分布参数等效电路示意图,根据给定的滤波器指标,结合网络理论及电容加载小型化处理技术,可以得到多平行圆杆间的自电容和互电容归一化值 C_i/ϵ ($i=0,1,2,\dots,N,N+1$), $C_{i,i+1}/\epsilon$ ($i=0,1,2,\dots,N$), N 为谐振腔数.

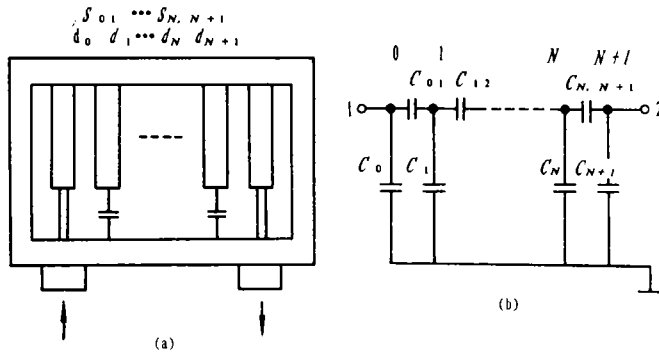


图 4 电容加载式梳状线 BPF 结构及等效电路示意图

Fig. 4 The structure of capacitance - loaded striplines BPF and its equivalent circuit

将等效电路作局部分解,过程及示意图请参阅文献[9],对于中间腔情况可以构成 3 维优化目标函数,其联立方程为

$$\begin{cases} C_m(d_i, S_{i-1,i}, b) = C_{i-1,i}/\epsilon & (13) \\ C_m(d_i, S_{i,i+1}, b) = C_{i,i+1}/\epsilon & (14) \\ [C_g(d_i, S_{i-1,i}, b) + C_g(d_i, S_{i,i+1}, b)]/2 = C_i/\epsilon & (15) \end{cases}$$

对于边腔情况则构成 2 维优化目标函数, 联立方程为

$$\begin{cases} C_m(d_0, S_{01}, b) = C_{01}/\epsilon & (16) \\ [C_g(d_0, \infty, b) + C_g(d_0, S_{01}, b)]/2 = C_0/\epsilon & (17) \end{cases}$$

经计算除得到各杆直径 $d_i (i=0, 1, 2, \dots, N, N+1)$ 外, 杆间距为

$$S_{i,i+1} = (S_{i-1,i} + S_{i,i+1})/2 \quad i=0, 1, 2, \dots, N \quad (18)$$

在实际的运用过程中还需对各尺寸参数在小型化的前提下加约束条件, 考虑的因素有谐振腔 Q 值对尺寸的要求, 现有加工精度对尺寸的要求以及电路边缘效应对尺寸的修正等等, 最终开发了实用的波导 BPF-CAD 软件包. 图 5 给出的是采用该软件设计的, BPF 样品实测幅频特性曲线, 从中可以看到, 电路硬件的各项指标良好, 完全满足工程应用要求。

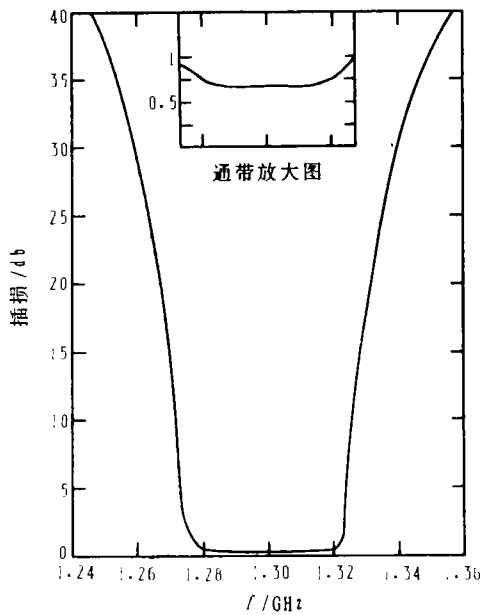


图 5 BPF 电路的实测幅频特性曲线

Fig. 5 The frequency response curve of the BPF hardware

3 结束语

本文给出了求解多平行耦合圆杆带状线分布电容的高准确度快速计算方法及主要公式, 这种方法克服了传统方法在实用过程中存在的一些缺陷. 以本方法为基础研制的小型化波导滤波器优化设计软件及硬件经多家单位使用, 效果良好, 已开始广泛用于微波通信、卫星地面接收及光通信副载波终端电路等系统中, 取得了明显的经济效益。

参 考 文 献

- 1 Cristal E G. Coupled circular cylindrical rods between parallel ground planes. IEEE Trans on MTT, 1964, 12(7): 428~439
- 2 Levy R. Conformal transformations combined with numerical techniques with applications to coupled bar problems. IEEE Trans on MTT, 1980, 28(4): 369~375
- 3 Decreton M C. Analysis of open Structures by finite - element resolution of equivalent closed - boundary problem. Electron Lett, 1974(10): 43~44
- 4 Metealf W S. Graphs speed design of interdigital filters. Microwave, 1967, 6(2): 91~95
- 5 Chisholin R M. The characteristic impedances of trough and slab line. Trans IRE MTT, 1956 (4): 166~172
- 6 Lin W G, Chung S L. A new method of calculating the characteristic impedances of transmission lines. Acta Phys Sin, 1963(19): 249~257
- 7 杜建洪. 一种计算具有内圆柱导体矩形线特性阻抗的新方法. 电子学报, 1993, 21(12): 23~29
- 8 杜建洪. 带屏蔽的多平行微带线分析公式及其应用. 桂林电子学院学报, 1990, 10(2): 17~22
- 9 杜建洪. 微带交指型带通滤波器计算机辅助设计. 微波学报, 1991(3): 45~51

A New Method of Calculating Distributing Parameters for the Striplines with Multi - Parallel Circular Rods and Its Application

Du Jianhong* Zheng Xingshi Lin Yikun

Abstract A new method of calculating the distributing capacitances for the striplines with multi - parallel circular rods is introduced with the use of an equivalent polygon rod to simulate the inner circular conductor and with the help of conformal mapping technology. The method employing the limit theorem of variational principle is fast in calculating speed and accurate and it is used to develop CAD of supper - miniature waveguide cavity filters.

Keywords striplines with multi - parallel circular rods, distributing capacitances, conformal transformation, band - pass filter

* Department of Radio and Electronics, Zhongshan University, Guangzhou 510275