

微波四端口电路的计算机辅助设计*

沈 楚 玉
(南京工学院)

提 要

本文介绍用传递矩阵分析微波四端口线性电路的基本方法,并给出若干基本电路元件的数学模型和四端口电路网络函数的表达式。此外,还介绍一个小型通用程序,它能对一些定向耦合器、平衡晶体管放大器以及电调衰减器等进行分析和优化设计。

一、引 言

实际中遇到的微波电路,大多可归结为由若干基本二端口或四端口元件组成的树结构电路。这类电路的设计,在计算机上,可采用相同的算法进行处理。通常是采用传递矩阵法,因为传递矩阵法具有方法简单、运算速度快、存储量小等优点。由二端口元件组成的微波电路的机助设计,国内外已有较多报道^[1-8],并有若干实用程序可供应用。

本文介绍用传递矩阵分析微波四端口线性电路的基本方法,并给出若干基本元件的数学模型和四端口电路网络函数的表达式。此外,还介绍一个小型通用程序 MFNCAD1,它能对一些定向耦合器、平衡晶体管放大器以及定向耦合器型电调衰减器等进行线性分析和优化设计。

二、四端口电路的分析方法

对于图1所示四端口线性网络,端口特性可用式(1)表示。式中系数矩阵称为四端口网络的传递矩阵。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^a & A_{12}^a & A_{11}^b & A_{12}^b \\ A_{21}^a & A_{22}^a & A_{21}^b & A_{22}^b \\ A_{11}^c & A_{12}^c & A_{11}^d & A_{12}^d \\ A_{21}^c & A_{22}^c & A_{21}^d & A_{22}^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{V}_4 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

若设

$$\dot{V}_1 = \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}, \quad \dot{I}_1 = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix},$$

* 1983年1月24日收到。

$$\dot{\mathbf{V}}_2 = \begin{bmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{V}_4 \end{bmatrix}, \quad \dot{\mathbf{I}}_2 = \begin{bmatrix} \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix},$$

则式(1)可写成

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{V}}_1 \\ \dot{\mathbf{I}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^a & \mathbf{A}^b \\ \mathbf{A}^c & \mathbf{A}^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{V}}_2 \\ \dot{\mathbf{I}}_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中 $\mathbf{A}^a$ 、 $\mathbf{A}^b$ 、 $\mathbf{A}^c$ 、 $\mathbf{A}^d$ 都是 2×2 矩阵。

微波工程中常遇到的四端口电路大多由若干二端口元件和四端口元件组成,如图2所示。对于这种电路可方便地应用传递矩阵法分析。

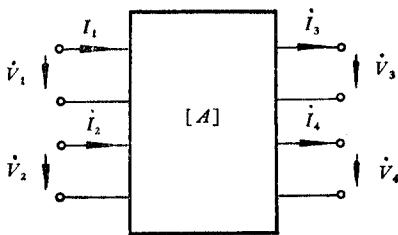


图1 四端口网络

Fig. 1 Four-port network

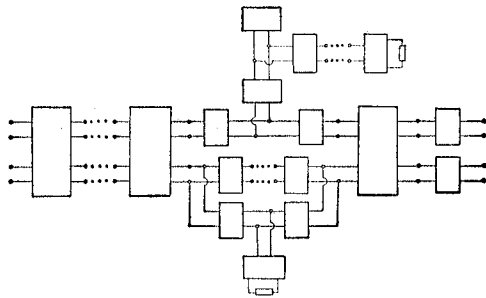


图2 一般四端口电路举例

Fig. 2 An example of general four-port circuit

传递矩阵法分析四端口电路的基本方法是: 先建立电路各元件的传递矩阵; 然后根据电路拓扑, 利用矩阵运算法则求出整个电路的传递矩阵(即 $\mathbf{A}$ 矩阵); 最后根据网络函数与 $\mathbf{A}$ 矩阵元素的关系, 求出电路输入输出端阻抗、驻波比以及输入端至各端的传输系数或增益、衰减、传输相移等电路特性。根据不同电路拓扑建立电路 $\mathbf{A}$ 矩阵的方法, 可分为下列几种情况:

1. 简单级联电路 简单级联电路是指由若干基本四端口元件级联组成的电路, 如各种分支线定向耦合器、平行耦合线定向耦合器、波导孔阵耦合定向耦合器等。若设 $\mathbf{A}_i$ ($i = 1, 2, \dots, N$) 为各元件的 $\mathbf{A}$ 矩阵, 则电路 $\mathbf{A}$ 矩阵为

$$\mathbf{A} = \prod_{i=1}^N \mathbf{A}_i. \quad (3)$$

2. 一般级联电路 所谓一般级联电路, 是指由若干二端口和四端口元件级联组成的电路, 如平衡晶体管放大器、平衡混频器以及定向耦合器型电调衰减器、开关和移相器

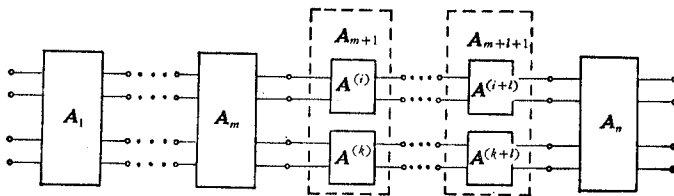


图3 一般级联电路

Fig. 3 A general cascade circuit

等. 这类电路的一般结构如图 3 所示. 分析时可先将结构上相对应的二端口元件合并成四端口元件. 例如, 将图 3 中分别由 $\mathbf{A}^{(i)}$ 和 $\mathbf{A}^{(k)}$ 表示的二端口元件合并成由 $\mathbf{A}_{m+1}$ 表示的四端口元件. 若设二端口元件的 $\mathbf{A}$ 矩阵为

$$\mathbf{A}^{(i)} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(i)} & A_{12}^{(i)} \\ A_{21}^{(i)} & A_{22}^{(i)} \end{bmatrix}, \mathbf{A}^{(k)} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(k)} & A_{12}^{(k)} \\ A_{21}^{(k)} & A_{22}^{(k)} \end{bmatrix},$$

则合并后四端口元件的 $\mathbf{A}$ 矩阵为

$$\mathbf{A}_{m+1} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(i)} & 0 & A_{12}^{(i)} & 0 \\ 0 & A_{11}^{(k)} & 0 & A_{12}^{(k)} \\ A_{21}^{(i)} & 0 & A_{22}^{(i)} & 0 \\ 0 & A_{21}^{(k)} & 0 & A_{22}^{(k)} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

当所有对应二端口元件均合并成四端口元件后, 便可按式(3)计算电路 $\mathbf{A}$ 矩阵.

3. 包含级联、分支、并联的一般电路 这种电路的拓扑结构可以如图 2 所示. 其分析方法类似于处理由二端口元件组成的树结构电路^[4]. 先求出各分支电路输入阻抗的 $\mathbf{A}$ 矩阵和并联电路的 $\mathbf{A}$ 矩阵, 然后按一般级联电路的方法求出整个电路的 $\mathbf{A}$ 矩阵.

表 1 中列出了几种基本四端口元件的 $\mathbf{A}$ 矩阵, 它们均可从对应元件的传递方程中导出或按式(4)求出. 对于某些难以用解析法导出其 $\mathbf{A}$ 矩阵的元件, 可用测量法测出元件在要求频带内的 S 参数, 并用多项式拟合测试值, 求出该元件的 S 矩阵. 然后利用网络矩阵的转换关系, 求出其 $\mathbf{A}$ 矩阵. 对于某些已有用其它网络参数表示的元件, 则可通过网络参数转换公式, 将其转换成传递矩阵. 例如已知元件的导纳矩阵 $\mathbf{Y}$ 和阻抗矩阵 $\mathbf{Z}$, 并设

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_a & \mathbf{Y}_b \\ \mathbf{Y}_c & \mathbf{Y}_d \end{bmatrix}$$

和

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_a & \mathbf{Z}_b \\ \mathbf{Z}_c & \mathbf{Z}_d \end{bmatrix},$$

则它们与 $\mathbf{A}$ 矩阵的关系分别为^[9]

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_c^{-1}\mathbf{Y}_d & -\mathbf{Y}_c^{-1} \\ \mathbf{Y}_b - \mathbf{Y}_a\mathbf{Y}_c^{-1}\mathbf{Y}_d & -\mathbf{Y}_a\mathbf{Y}_c^{-1} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

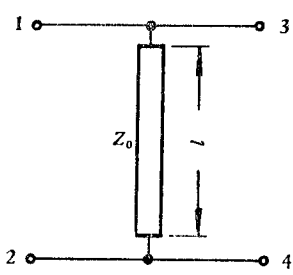
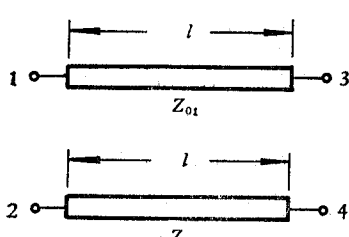
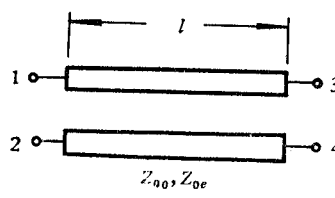
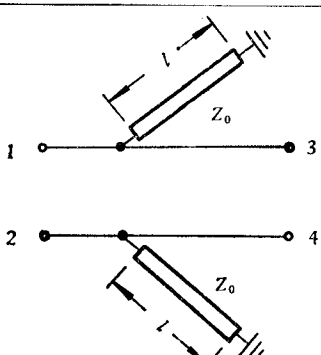
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_a\mathbf{Z}_c^{-1} & \mathbf{Z}_a\mathbf{Z}_c^{-1}\mathbf{Z}_d - \mathbf{Z}_b \\ \mathbf{Z}_c^{-1} & \mathbf{Z}_c^{-1}\mathbf{Z}_d \end{bmatrix}. \quad (6)$$

若已知元件的散射矩阵 $\mathbf{S}$, 并设

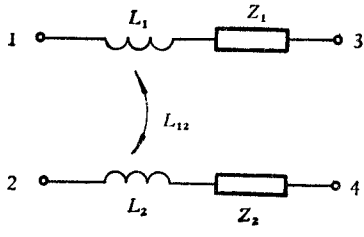
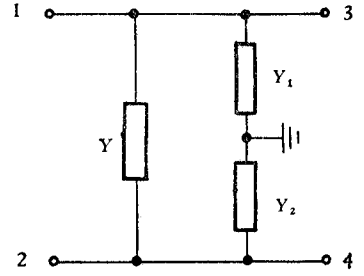
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_a & \mathbf{S}_b \\ \mathbf{S}_c & \mathbf{S}_d \end{bmatrix},$$

表 1 几种四端口网络的传递矩阵

Tab. 1 Transfer matrix of several four-port networks

元 件 类 型	传 递 矩 阵
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\text{ch}\gamma l}{Z_0 \text{sh}\gamma l} & \frac{-1}{Z_0 \text{sh}\gamma l} & 1 & 0 \\ \frac{-1}{Z_0 \text{sh}\gamma l} & \frac{\text{ch}\gamma l}{Z_0 \text{sh}\gamma l} & 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \text{ch}\gamma l & 0 & Z_{01} \text{ch}\gamma l & 0 \\ 0 & \text{ch}\gamma l & 0 & Z_{02} \text{sh}\gamma l \\ \frac{\text{sh}\gamma l}{Z_{01}} & 0 & \text{ch}\gamma l & 0 \\ 0 & \frac{\text{sh}\gamma l}{Z_{02}} & 0 & \text{ch}\gamma l \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \text{ch}\gamma l & 0 & \frac{(Z_{0e} + Z_{00})}{2} \text{sh}\gamma l & \frac{(Z_{0e} - Z_{00})}{2} \text{sh}\gamma l \\ 0 & \text{ch}\gamma l & \frac{(Z_{0e} - Z_{00})}{2} \text{sh}\gamma l & \frac{(Z_{0e} + Z_{00})}{2} \text{sh}\gamma l \\ \frac{(Z_{0e} + Z_{00})}{2Z_{0e}Z_{00}} \text{sh}\gamma l & \frac{(Z_{00} - Z_{0e})}{2Z_{0e}Z_{00}} \text{sh}\gamma l & \text{ch}\gamma l & 0 \\ \frac{(Z_{00} - Z_{0e})}{2Z_{0e}Z_{00}} \text{sh}\gamma l & \frac{(Z_{0e} + Z_{00})}{2Z_{0e}Z_{00}} \text{sh}\gamma l & 0 & \text{ch}\gamma l \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\text{sh}\gamma l}{Z_0 \text{ch}\gamma l} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{\text{sh}\gamma l}{Z_0 \text{ch}\gamma l} & 0 & 1 \end{bmatrix}$

续表 1

元 件 类 型	传 递 矩 阵
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & Z_1 + j\omega L_1 & j\omega L_{12} \\ 0 & 1 & j\omega L_{12} & Z_2 + j\omega L_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ Y + Y_1 & -Y & 1 & 0 \\ -Y & Y + Y_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

则可导得它与归一化传递矩阵 $\bar{\mathbf{A}}$ 的关系为

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (I + S_a)S_c^{-1}(I - S_d) + S_b & (I + S_a)S_c^{-1}(I + S_d) - S_b \\ (I - S_a)S_c^{-1}(I - S_d) - S_b & (I - S_a)S_c^{-1}(I + S_d) + S_b \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

于是可得其 $\mathbf{A}$ 矩阵为

$$\mathbf{A} = \mathbf{D}_L^{-1} \bar{\mathbf{A}} \mathbf{D}_R^{-1}, \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{D}_L = \begin{bmatrix} \sqrt{Y_{01}} & & & \\ & \sqrt{Y_{02}} & & \\ & & \sqrt{Z_{01}} & \\ & 0 & & \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_R = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{03}} & & & \\ & \sqrt{Z_{04}} & & \\ & & \sqrt{Y_{03}} & \\ 0 & & & \sqrt{Y_{04}} \end{bmatrix},$$

式中 Y_{0i} 和 Z_{0i} ($i = 1, \dots, 4$) 分别为元件各端口外接传输线的特性导纳和特性阻抗。

一旦四端口电路的 $\mathbf{A}$ 矩阵已经建立, 便可导出它与一些常用网络函数的关系。若设图 1 中 1 端为激励端, 源阻抗为 Z_1 , 其余各端口分别接负载 Z_2, Z_3 和 Z_4 , 则 1 端的输入阻抗和至各端的电压传输系数分别为:

$$\left. \begin{aligned} Z_{in} &= \eta / \{ \alpha(Z_3 A_{11}^e + A_{11}^d) - \beta(Z_4 A_{12}^e + A_{12}^d) \}, \\ T_{21} &= \{ \alpha(Z_3 A_{21}^a + A_{21}^b) - \beta(Z_4 A_{22}^a + A_{22}^b) \} / \eta, \\ T_{31} &= \alpha Z_3 / \eta, \\ T_{41} &= \beta Z_4 / \eta, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{aligned}\alpha &= (Z_4 A_{22}^a + A_{22}^b) + Z_2 (Z_4 A_{22}^c + A_{22}^d), \\ \beta &= (Z_3 A_{21}^a + A_{21}^b) + Z_2 (Z_3 A_{21}^c + A_{21}^d), \\ \eta &= \alpha (Z_3 A_{11}^a + A_{11}^b) - \beta (Z_4 A_{12}^a + A_{12}^b).\end{aligned}$$

利用(9)式,不难导出输入端的电压驻波比和至各端的传输增益(或衰减)以及传输相移等电路特性的计算公式.

三、优化设计程序 MFNCAD1

应用上述原理用 FORTRAN 语言编写了一个设计程序 MFNCAD1, 它能对一些定向耦合器、平衡晶体管放大器以及定向耦合器型 PIN 管电调衰减器等进行线性分析和优化设计.

图 4 为 MFNCAD1 的主程序框图,其中拟合子程序用于对离散频率点的测试数据进行多项式拟合, 建立以测试数据表示的元器件模型; 优化子程序采用模式搜索法, 它完成模式法最优搜索任务; 作图子程序用于绘制输入驻波比、输入端至各端的传输增益(或衰减)以及输入输出端之间的相移等频响特性. 整个程序的结构和处理方法类似于

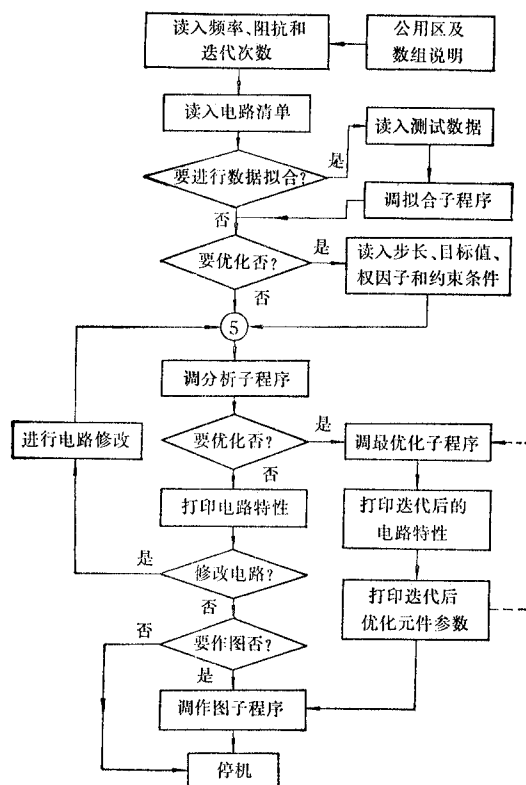
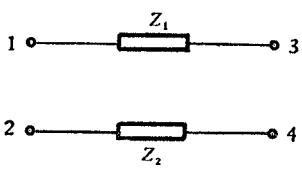
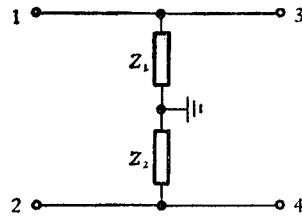
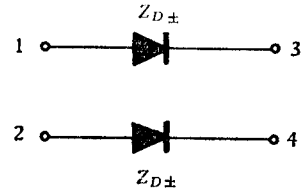
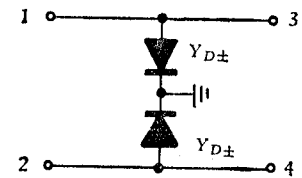
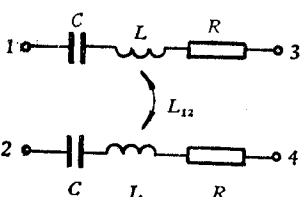
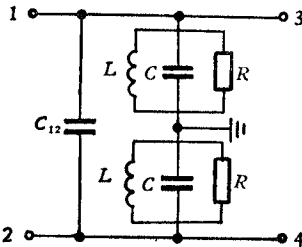


图 4 MFNCAD1 的主程序框图

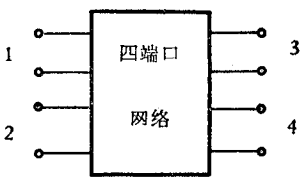
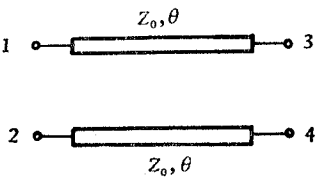
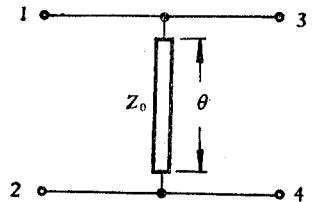
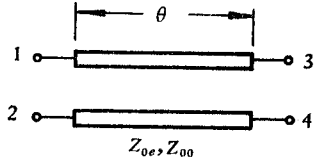
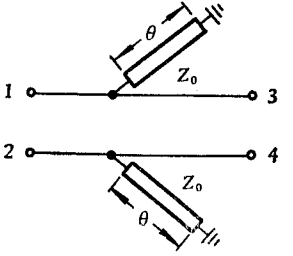
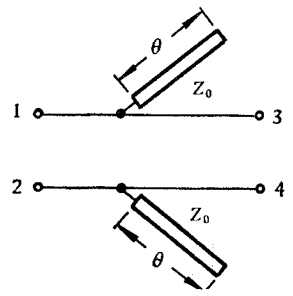
Fig. 4 Flow diagram of main program for MFNCAD1

表 2 基本元件及其说明

Tab. 2 Basic elements and their description

基 本 元 件	标 识 符	元 件 参 数			
	SZ12	ReZ_1	ImZ_1	ReZ_2	ImZ_2
	PZ12	ReZ_1	ImZ_1	ReZ_2	ImZ_2
	SDDP SDDM	L_s L_s	C_j C_j	R R_s	C_p C_p
	PDDP PDDM	L_s L_s	C_j C_j	R R_s	C_p C_p
	SLCR	L	C	R	L_{12}
	PLCR	L	C	R	C_{12}

续表 2

基 本 元 件	标 识 符	元 件 参 数			
	SSSS	S 参 数 测 试 值			
	TLIN	Z_0	θ		$LOSS$ (dB/ λ_g)
	SLIN	Z_0	θ		$LOSS$
	CLIN	Z_{0e}	Z_{0o}	θ	$LOSS$
	LINS	Z_0	θ		$LOSS$
	LINO	Z_0	θ		$LOSS$

TNCAD1 程序^[4].

程序中定义的基本四端口元件用标识符和尾随的四个实数说明. 标识符由四个英文字母或数字组成, 用来标识元件类型; 尾随的四个实数表示元件各物理量的数值. 表 2 中列出了一些主要元件的电路图和标识方法, 其中标识符 SDDP 和 PDDP 分别表示串联和并联正向偏置二极管, SDDM 和 PDDM 分别表示串联和并联反向偏置二极管; TLIN 为平行双线, CLIN 为平行耦合线; LINS 和 LINO 分别为并联短路短截线和并联开路短截线. 元件参数的单位: 阻抗—— Ω , 电感——nH, 电容——pF, 长度——mm, 电长度——度, 频率——GHz 等.

程序中定义的误差函数为:

$$\begin{aligned}
 U = & W_1 \sum_{i=1}^n [\rho(f_i) - S\rho(f_i)]^2 + W_2 \sum_{i=1}^n [TR12(f_i) - STR12(f_i)]^2 \\
 & + W_3 \sum_{i=1}^n [TR13(f_i) - STR13(f_i)]^2 + W_4 \sum_{i=1}^n [TR14(f_i) - STR14(f_i)]^2 \\
 & + W_5 \sum_{i=1}^n [\varphi(f_i) - S\varphi(f_i)]^2,
 \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $W_i (i = 1, \dots, 5)$ 为权因子; ρ 为输入驻波比; $TR12$ 、 $TR13$ 、 $TR14$ 分别表示输入端至各端的传输增益或衰减; φ 为 1 端至 2 端的相移; $S\rho$ 、 $STR12$ 、 $STR13$ 、 $STR14$ 、 $S\varphi$ 分别为上述量的目标值.

利用 MFNCAD1 程序对多种四端口电路进行了分析或优化设计, 均取得了很好的效果. 现举两例如下:

(1) 3dB 分支线定向耦合器的设计 设计的定向耦合器如图 5 所示. 设计时令 $Y_2 = Y_4 = Y_0 = 0.02\sigma$, 初值选为: $Y_1 = Y_3 = Y_5 = 0.01\sigma$. 其中 Y_0 为定向耦合器端接传输线的特性导纳. 经六次优化迭代后的结果示于表 3. 为了便于比较, 表 3 中也列出了经典综合法的结果, 可见二者十分接近(表中 $\tilde{Y}_i, i = 1, \dots, 5$ 为定向耦合器各传输线段的归

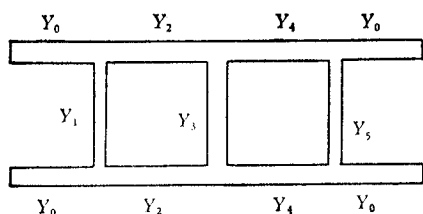


图 5 3dB 分支线定向耦合器

Fig. 5 A 3dB branch directional coupler

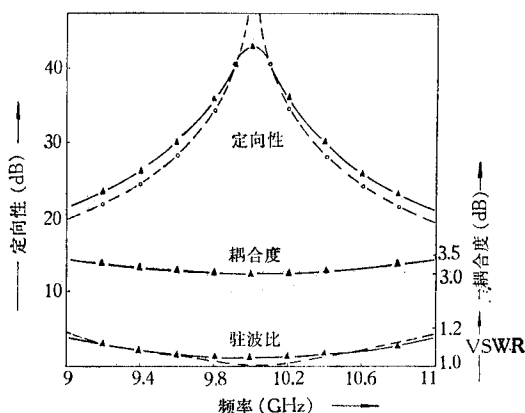


图 6 两级 3dB 分支线定向耦合器的频率特性

Fig. 6 The frequency response of two-stage 3dB branch directional coupler

表 3 3dB 定向耦合器设计数据比较

Tab. 3 A comparison of the design data of a 3dB branch directional coupler

方 法	归 一 化 特 性 导 纳				
	$\tilde{Y}_1$	$\tilde{Y}_2$	$\tilde{Y}_3$	$\tilde{Y}_4$	$\tilde{Y}_5$
经典网络综合法	0.414	1	0.707	1	0.414
MFNCAD1程序	0.395	1	0.676	1	0.433

一化特性导纳)。两种设计结果的频率特性示于图 6, 其中实线为优化设计, 虚线为经典综合法。对于耦合度, 两种设计的最大偏差为 0.03dB。

(2) 平衡晶体管放大器的设计 设计的单级平衡晶体管放大器如图 7 所示, 其中晶体管 S 参数由文献[10]提供, 并采用图 5 3dB 分支线定向耦合器。由于所给晶体管参数与定向耦合器很不匹配, 用 MFNCAD1 程序分析指出, 有相当大的功率从 2 端输出, 此时的增益特性如图 8 中的初值所示。后利用程序的优化功能对上述放大器进行优化设计, 即在保持放大器输入驻波比基本不变的情况下, 改变定向耦合器某些传输线的特性阻抗值, 使增益特性最优。经五次迭代增益渐趋平坦并接近 6.5dB。图 8 中示出了几次迭代的变化情况。

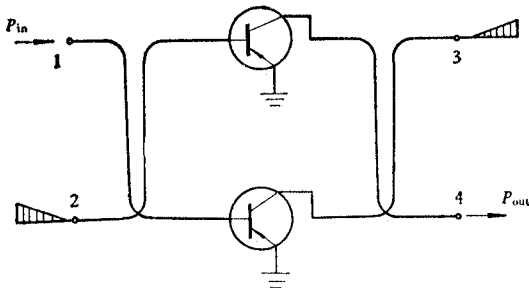


图 7 单级平衡晶体管放大器

Fig. 7 A single-stage balanced transistor amplifier

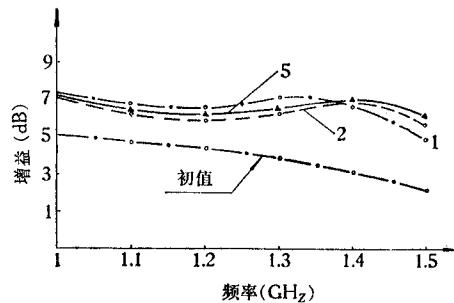


图 8 单级平衡晶体管放大器的增益响应

Fig. 8 The gain response of a single-stage balanced transistor amplifier

四、结 束 语

本文提出了一般四端口微波电路的计算机辅助分析方法并编制了 MFNCAD 1 程序。初步计算证明, 该程序对一些定向耦合器以及由定向耦合器组成的平衡晶体管放大器、电调衰减器等电路的分析或优化设计是相当有效的。

本文蒙李嗣范教授审阅, 深致谢意。

参 考 文 献

- [1] L. Young and H. Sobl, *Advances in Microwaves*, Vol. 8, Academic Press, New York, 1974.
- [2] J. C. Field and D. L. Herrick, *IEEE Trans. on ED*, ED-17 (1974), 198.
- [3] P. E. Green, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-17 (1969), 506.

- [4] 沈楚王, 南工学报, 1983 年, 第 1 期, 第 56 页.
- [5] W. N. Parker, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-17** (1969), 495.
- [6] W. G. Briscoe, AD- 756875, 1973.
- [7] Mohammad-Ebrahim Mokari-Bolhassan, AD-711058, 1970.
- [8] K. W. Iobst and K. A. Zaki, 1982 IEEE MTT-S DIGEST, 456.
- [9] 林守远, 电子学报, 11(1983), 73.
- [10] V. G. Gelnovatch and T. E. Burke, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-16** (1968), 429.

COMPUTER-AIDED DESIGN OF MICROWAVE FOUR-PORT CIRCUITS

Shen Chuyu

(*Nanjing Institute of Technology*)

An analysis method of microwave four-port circuits by using the transfer matrix is presented. The mathematical models of several basic circuit elements and expressions of network functions for microwave four-port circuits are given. Furthermore a small general program is also presented which is capable of analysing and optimizing a group of directional couplers, balanced transistor amplifiers and electrically tuned attenuators.