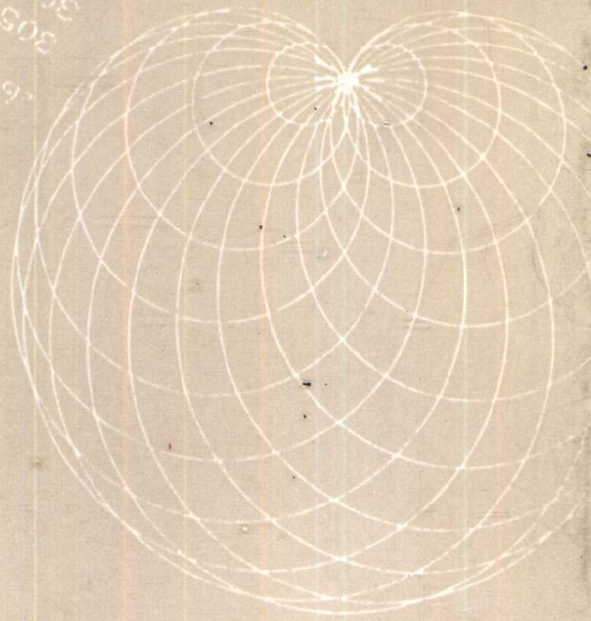




计算机辅助设计丛书

微波电路 计算机 辅助设计



高葆新 洪兴楠 陈兆武
冀复生 李章华 陈兆清

清华大学出版社

TP3
622.6
311

微波电路计算机辅助设计

(下)

高葆新 洪兴楠 陈兆武
冀复生 李章华 陈兆清 编著

清华大学出版社

内 容 简 介

本书是工程技术性专题论著。全书分上、下两册。上册从计算机辅助设计的基本原理和概念着手，讲述微波电路计算机辅助电路分析、最优化设计、公差分析和通用程序设计。下册详细论述各种微波无源电路和微波有源电路的理论分析及设计方法。对各类分析和设计方法都给出了设计举例，并附有许多实用的子程序。

本书既具有系统性又具有专题实用性，可做为大专院校教学参考书、工程技术参考书以及科技工作者举办微波计算机辅助设计的学习班教材。

微波电路计算机辅助设计

(下)

高葆新 洪兴楠 陈兆武 编著
冀复生 李章华 陈兆清

☆

清华大学出版社出版

(北京 清华园)

山西新华印刷厂排版

中国科学院印刷厂印装

新华书店北京发行所发行

☆

开本：787×1092 1/16 印张：17.75 字数：448千字

1988年4月第1版 1988年4月第1次印刷

印数：00001—5000 定价：3.35 元

ISBN 7-302-00014-X/TP·1 (课)

出版说明

计算机辅助设计 (Computer Aided Design) 简称CAD, 它是近20年发展起来的一门新兴技术。随着计算机硬件、软件、图形及智能模拟等方面技术的巨大进步, CAD 技术已成为工程设计及科学研究不可缺少的组成部分。CAD 技术充分利用了计算机的高速运算和数据处理能力, 因此不仅可以缩短产品的设计周期, 减少设计人员的繁杂劳动, 而且能够提高产品质量, 降低成本。CAD技术与CAM (Computer Aided Manufacturing——计算机辅助制造) 以及工业机器人相结合是当今工业生产过程自动化的发展方向。同时, CAD 技术也为科学研究的发展和教育的现代化提供了方便的工具。

对于不同的工程领域, CAD 技术的具体内容有很大不同。例如, 电子电路主要用节点网络表示其拓扑结构; 微波电路较多地研究其数学模型及矩阵方程; 机械和建筑设计的关键在于图形技术; 控制系统则主要利用计算机进行动态系统的建模、分析、设计和仿真等。因此, 计算机辅助设计是专业理论、计算方法、计算机软件及图形学等多方面结合的综合技术。

为了普及和推广CAD技术, 我们编辑出版一套计算机丛书。其中包括微波电路、机械、建筑、控制系统以及图形学等领域的 CAD 技术的原理及应用。我们希望这套丛书能对我国CAD技术的发展及其在工程设计和科学研究中的应用起到促进作用。

本 丛 书 目 录

- 一、计算机辅助机械设计
- 二、计算机图形学
- 三、计算机绘图基础教程
- 四、微波电路计算机辅助设计
- 五、计算机辅助设计控制系统
- 六、控制系统CAD软件
- 七、机械最优化设计
- 八、计算机辅助建筑设计

前 言

随着电子计算机的广泛应用,微波电路技术进入了一个新的阶段。一些难于解决甚至无法解决的设计课题——例如微波电路的公差分析,多倍频程宽带电路的最优设计,微波系统的寿命与可靠性等——在采用计算机辅助设计之后迎刃而解,一些费时费力的微波电路的计算、调整和测量可以用计算机数值分析或电路模拟来代替,因而大大促进了微波电路技术的深入发展。反过来,为了适应计算机运算的特点,在电路理论方面需要深入研究各种微波电路的特性,以提供严格的数学模型和物理模型;在测量技术方面需要精密测量微波元件参数,以提供足够准确的初始值。

微波电路计算机辅助设计简称微波电路CAD (Computer Aided Design)。目前所说的计算机辅助设计含义已远远超出“设计”的范畴。就广义来说,它包括电路分析CAA (Computer Aided Analysis)、电路设计CAD、工艺版图及电路制造CAM (Computer Aided Manufacture)、自动测量及自动检验CAT (Computer Aided Test),甚至总体的电路自动设计工程CAE (Computer Aided Engineering)。其中微波电路CAA和CAD已相对成熟,国外已普遍采用,并研制了不少大型通用设计程序。而CAM和CAE则处于起步阶段,虽然已经能把自动网络分析仪、数字计算机和自动版图加工设备结合在一起,使得从元件初值的测量、数据校正、电路拓扑选择、最优化设计直到版图掩模设计加工一次完成,但还不能进行微波电路自动制造。但可以确信,完善的CAM和CAE必然能够实现。

本书重点介绍基本的CAA和CAD技术以及适合于计算机的若干常用的微波电路理论模型,以满足微波电路CAD推广和应用的需要。本书的编写着重于工程技术性和实用性。需要具备的基础知识有FORTRAN程序语言、微波电子线路、微波网络和微波技术等。

本书分为两册。前4章编入上册,其主要内容是CAD的基本理论和基本的程序设计技术,包括微波电路的计算机分析、电路的最优化设计、电路敏感度与公差分析以及微波电路通用程序的设计技术。各种分析方法大都给出计算举例,并附有实用程序语句或完整的子程序,以便于读者深入理解和迅速掌握。

第五——十章是微波无源电路CAD,包括微波传输线、微波滤波器、微波电桥、定向耦合器、六端口网络等。第十一——十三章是微波有源电路CAD,包括混频、宽频带放大、双栅放大和负阻放大等。这些章着重于各种微波电路的计算机分析方法以及适于计算机的数学和物理模型的研究,也给出部分程序或框图。

由于各种微波电路特性各异,分析方法也不尽相同,因此本书的编写力求系统性和灵活性相结合,并且保持各章有一定的独立性。阅读顺序可先读前4章,然后根据读者所从事的专题研究内容选择下册里的有关章节。

本书是在我们从事过的部分科研工作以及CAD课程教材基础上编写的,限于知识水平,难免有错误及不当之处,望予以指正。

本书由高葆新负责主编。第一、二、三、四、十一、十三章由高葆新执笔,第八、九章由洪兴楠执笔,第七、十章由陈兆武执笔,第十二章由冀复生执笔,第五章由李章华执笔,第六章由冀复生、陈兆清执笔。

作者 1984年10月

目 录

第五章 微波传输线的机助设计

§ 5.1 引言	(1)
§ 5.2 微带传输线	(1)
§ 5.2.1 微带传输线中的场型和参数	(1)
§ 5.2.2 微带传输线的数值解法	(3)
§ 5.2.3 无色散情况下微带线的分析与综合	(14)
§ 5.2.4 有色散情况下微带线的分析与综合	(16)
§ 5.2.5 微带线中的高次模与损耗	(19)
§ 5.2.6 中心导带厚度和屏蔽盒的影响	(21)
§ 5.2.7 微带线的敏感度	(23)
§ 5.3 耦合微带线	(25)
§ 5.3.1 耦合微带线中的场分布和奇偶模阻抗	(25)
§ 5.3.2 耦合微带线的分析与综合	(26)
§ 5.3.3 耦合微带线的损耗	(32)
§ 5.3.4 耦合微带线的敏感度	(34)
§ 5.4 其它类型微波传输线	(37)
§ 5.4.1 同轴线	(37)
§ 5.4.2 矩形波导	(38)
§ 5.4.3 圆形波导	(40)
§ 5.4.4 带状线	(41)
§ 5.4.5 耦合带状线	(42)
参考文献	(44)

第六章 微带线的不均匀区

§ 6.1 引言	(45)
§ 6.2 微带不均匀区的等效电路模型及其计算公式	(46)
§ 6.2.1 微带开路终端	(46)
§ 6.2.2 隙缝	(47)
§ 6.2.3 缺口	(47)
§ 6.2.4 阶梯跳变	(48)
§ 6.2.5 直角弯头	(48)
§ 6.2.6 截角直角弯头	(49)
§ 6.2.7 T 型结	(49)
§ 6.2.8 十字结	(50)
§ 6.3 微带平面波导模型场匹配法	(51)
§ 6.3.1 原理及在 T 型结中的应用	(51)

§ 6.3.2 十字结	(56)
§ 6.3.3 阶梯跳变	(57)
§ 6.3.4 其它一些不均匀区	(57)
§ 6.4 平面电路的格林函数法	(58)
§ 6.5 用测量法确定二口不均匀区的等效电路元件数值	(60)
参考文献	(62)

第七章 鳍状线特性的分析与计算

§ 7.1 引言	(63)
§ 7.2 谱域中的本征值方程	(64)
§ 7.2.1 空间域场表示式	(64)
§ 7.2.2 空间域变换到谱域	(64)
§ 7.2.3 等效传输线	(65)
§ 7.2.4 由边界条件建立耦合代数方程	(66)
§ 7.2.5 建立本征值方程	(67)
§ 7.2.6 向截止模的推广	(68)
§ 7.3 基函数的选择	(68)
§ 7.4 特性阻抗的计算	(71)
§ 7.5 衰减计算	(72)
§ 7.6 鳍状线传输特性分析程序	(73)
§ 7.7 传输特性的某些计算结果及实验验证	(74)
§ 7.8 鳍状线纵向不均匀性分析	(77)
§ 7.9 不均匀性分析的实验验证	(80)
§ 7.10 一种近似公式	(82)
参考文献	(83)

第八章 微波滤波器

§ 8.1 二口无损网络的综合	(85)
§ 8.1.1 功率增益函数、功率衰减函数	(85)
§ 8.1.2 二口无损网络的综合	(86)
§ 8.2 微波低通滤波器	(87)
§ 8.2.1 一般概念	(87)
§ 8.2.2 最平坦低通特性	(89)
§ 8.2.3 切比雪夫低通特性	(89)
§ 8.2.4 微波网络元件的实现	(90)
§ 8.2.5 微带线低通滤波器的设计	(91)
§ 8.2.6 设计框图	(94)
§ 8.2.7 程序	(94)
§ 8.3 微波带通滤波器	(99)
§ 8.3.1 一般概念	(99)
§ 8.3.2 窄带带通滤波器	(101)
(一) 四分之一波长耦合波导带通滤波器	(101)

(二) 微带介质谐振器带通滤波器	(105)
§ 8.3.3 平行耦合线微带带通滤波器	(110)
参考文献	(118)
第九章 定向耦合器与分支电桥	
§ 9.1 技术指标及网络分析	(119)
§ 9.1.1 技术指标	(119)
§ 9.1.2 网络分析	(120)
§ 9.2 带状线定向耦合器	(122)
§ 9.3 微带线定向耦合器	(124)
§ 9.3.1 弱耦合微带线定向耦合器的设计	(124)
§ 9.3.2 色散特性	(127)
§ 9.3.3 方向性	(129)
§ 9.3.4 敏感度	(129)
§ 9.4 交指线定向耦合器	(135)
§ 9.4.1 网络分析	(135)
§ 9.4.2 交指定向耦合器	(136)
§ 9.4.3 设计	(137)
§ 9.4.4 敏感度	(140)
§ 9.4.5 交指线微带定向耦合器设计程序	(142)
§ 9.5 多节平行耦合器	(144)
§ 9.5.1 网络等效	(144)
§ 9.5.2 对称型	(145)
§ 9.5.3 不对称型	(153)
§ 9.5.4 三节平行耦合微带线对称定向耦合器综合程序	(160)
§ 9.6 不均匀耦合线定向耦合器	(166)
§ 9.6.1 不对称型不均匀耦合线耦合器	(166)
§ 9.6.2 对称型不均匀耦合线耦合器	(168)
§ 9.6.3 指数线定向耦合器设计程序	(171)
§ 9.7 分支线定向耦合器	(173)
§ 9.7.1 中心频率设计公式	(173)
§ 9.7.2 对称分支线定向耦合器的综合	(176)
参考文献	(187)
第十章 六端口校准技术	
§ 10.1 六端口反射计的基本方程	(189)
§ 10.2 四标准迭代法	(192)
§ 10.3 四标准直接解法	(193)
§ 10.4 ΓL 的求解	(195)
§ 10.5 滑动负载法	(196)
§ 10.5.1 简化四端口网络	(196)
§ 10.5.2 求双线性变换参数	(199)

§ 10.5.3 常数的重新组合	(200)
§ 10.6 双六端口网络分析仪的一种校准方法——TRL法	(202)
§ 10.6.1 被测双口网络S参数的确定	(202)
§ 10.6.2 每个六端口反射计的校准	(203)
§ 10.6.3 a_1^D/a_2^D 的确定	(206)
参考文献	(207)
第十一章 微波混频	
§ 11.1 混频二极管	(208)
§ 11.2 混频器的非线性分析	(210)
§ 11.2.1 多次反射模拟法	(210)
§ 11.2.2 迭代逼近法	(213)
§ 11.3 单二极管混频器	(215)
§ 11.3.1 混频器的矩阵方程	(215)
§ 11.3.2 混频器端口阻抗	(217)
§ 11.3.3 混频器变频损耗	(218)
§ 11.3.4 混频器噪声	(219)
§ 11.4 平衡混频器	(224)
§ 11.4.1 多频等效电路	(224)
§ 11.4.2 输入和输出阻抗	(226)
§ 11.4.3 变频损耗	(227)
§ 11.4.4 噪声特性	(227)
§ 11.5 谐波混频器	(229)
§ 11.5.1 谐波混频的变频特性	(229)
§ 11.5.2 谐波混频的电路分析	(232)
参考文献	(235)
第十二章 微波宽带放大器的设计	
§ 12.1 概述	(236)
§ 12.2 宽带匹配网络的综合设计	(236)
§ 12.2.1 S参数与放大器设计	(236)
§ 12.2.2 宽频带设计考虑	(238)
§ 12.2.3 电路模型与网络综合设计	(239)
§ 12.2.4 匹配网络的增益带宽限制	(240)
§ 12.2.5 宽带匹配网络的传输函数	(241)
§ 12.2.6 分布参数网络的综合设计	(244)
§ 12.2.7 匹配网络综合设计的CAD软件及其使用	(249)
§ 12.3 宽带放大器的优化设计	(251)
§ 12.3.1 采用最优化技术的必要性	(251)
§ 12.3.2 宽带放大器最优化设计的特点及最优化程序的使用	(252)
参考文献	(253)
第十三章 负阻放大器	

§ 13.1 负阻放大器综合设计·····	(254)
§ 13.1.1 负阻网络综合的基本原理·····	(254)
§ 13.1.2 耦合变换网络设计·····	(255)
§ 13.2 参量放大器综合设计·····	(261)
§ 13.2.1 单调谐参放特性计算·····	(261)
§ 13.2.2 宽频带参放综合设计·····	(263)
§ 13.3 参量放大器最优化设计·····	(266)
参考文献·····	(271)

第五章 微波传输线的机助设计

§ 5.1 引言

微波传输线是微波元件的基本组成部分。微波的覆盖范围相当宽广,频率从1GHz 延伸到几百 GHz。在如此宽广的频率范围内,根据需求和可能,采用了多种型式的传输线,如金属波导、同轴线、带状线、微带线、鳍状线、共面波导、镜象线和介质波导等。不同型式的传输线有不同的 Q 值,也有不同的阻抗变化范围和工作频段。在毫米波段,为了满足不同的性能要求,经常选用不同型式的传输线。在这些传输线中,除了早期广泛使用的金属波导和同轴线外,微带线是比较成熟的一种,广泛用于集成电路,它的频率范围可以从几 GHz 伸展到 60GHz。本章重点介绍微带线的计算机分析和综合方法,再用适当篇幅概括叙述其它常用微波传输线的机助设计。

设计微波电路必须深入了解传输线的基本特性和参数,这些特性和参数均用精确的数学模型表示。在经典的工程设计中,为了避免烦琐,一般只采用简化公式,这就造成较大误差。而使用电子计算机进行辅助设计时,力求数学模型精确,而不追求过分的简化。对于微带传输线,由于种种近似条件的限制理论分析结果,并不总能得出十分精确的数学模型,一般采用在理论分析的基础上进行实验修正的方法得出半经验公式,用于计算机的分析和综合。这些半经验公式,大多受微带衬底材料的限制,并且和尺寸有关,只在一定范围内适用。

§ 5.2 微带传输线

§ 5.2.1 微带传输线中的场型和参数

任何传输线如果填充单一介质,那么在设计良好的情况下,在一个频段内只出现一种模式,譬如同轴线传播TEM波,矩形波导传播TE波或TM波。但是微带传输线填充混合介质,中心导带的上部为空气,其介电常数为 ϵ_0 ,中心导带和接地板之间为相对介电常数 ϵ_r 大于1的介质;对于非磁性材料,两种介质的导磁率均为 μ_0 。(如图5-1所示)。为了满足介质分界面的边界条件,电场和磁场必须存在纵向分量,而存在纵向分量的场就不可能是纯横电磁波。事实上,微带线的场分布相当复杂,但是它的主模是由TE模和TM模组合的混合模。当频率低至几GHz时,电场和磁场的纵向分量很小,混合模的场分布十分接近于TEM波,因此称之为准TEM波,其横截面上的场分布如图5-2所示。随着频率的升高,色散情况愈来愈严

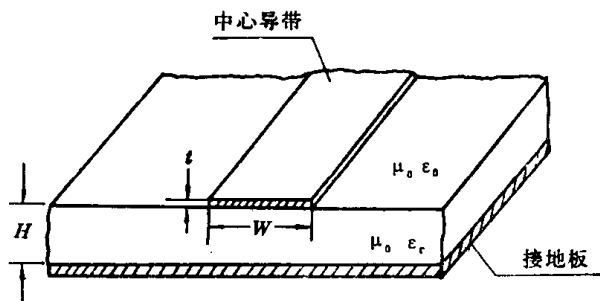


图 5-1 微带线结构

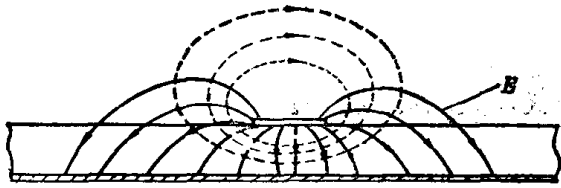


图 5-2 微带线横截面的场分布

增大，出现了高次模，使微带线性能恶化。

在色散不严重的情况下，微带线按照 TEM 场型进行计算。这时，微带线主模的传输特性可用一个双导线等效电路来表示。双线的特性阻抗为

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L}{C}}, & Z_0 &= v_p L, \\ Z_0 &= \frac{1}{v_p C} \end{aligned} \quad (5-1)$$

式中 L 为线单位长度的电感， C 为线单位长度的电容， v_p 为相速。

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5-2)$$

如果把微带线的基片介质抽去，则空气填充的微带线特性阻抗为

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{C_1}}, \quad Z_{01} = cL, \quad Z_{01} = \frac{1}{cC_1} \quad (5-3)$$

式中 c 为自由空间的光速，等于 2.99793×10^8 m/s， C_1 为线单位长度的电容。介质对电感 L 的影响不大，因此单位长度电感保持不变。由式(5-1)、(5-3)可以得到

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_1}} \quad (5-4)$$

从(5-4)式可以看出，微带线的特性阻抗只和有介质基片和没有介质基片两种情况下的单位长度电容有关。这是进一步求出微带线特性阻抗设计公式的基础。

空气微带线的相速

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \quad (5-5)$$

由式(5-2)和(5-5)得出

$$\frac{C}{C_1} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (5-6)$$

C/C_1 就是微带线的有效介电常数 ϵ_e 。因此

$$\epsilon_e = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (5-7)$$

由式(5-1)、(5-3)和(5-7)得

$$Z_0 = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5-8)$$

在自由空间中，光速 $c = f\lambda_0$ ，而在微带线中，相速 $v_p = f\lambda_g$ 。式中， λ_0 为自由空间波长，

重，主模的纵向分量增大，场分布也愈来愈偏离 TEM 波的场型。磁场纵向分量随频率的增长比电场纵向分量随频率的增长显著得多。微带线的色散情况可用相移常数和频率之间的关系来表示，如图 5-3 所示。随着频率的升高，波长减小，微带线的结构尺寸和波长比较相对

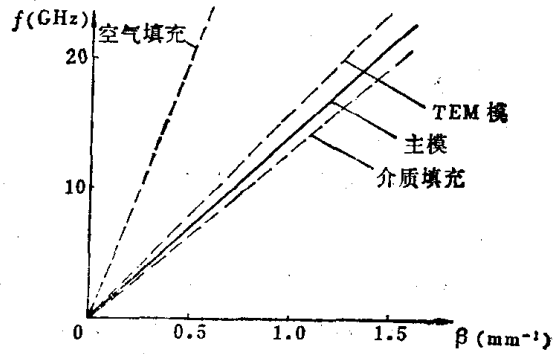


图 5-3 微带线的色散

λ_g 为微带线中的波长, 因此

$$\lambda_g = \frac{\lambda_e}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5-9)$$

微带线的传播常数

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0} \quad (5-10)$$

为了设计微带电路, 特性阻抗 Z_0 和有效介电常数 ϵ_e 是必需知道的基本参数, 由这两个基本参数可以求得其它的设计参数。而 ϵ_e 和微带线中的波长、传播常数以及特性阻抗都有关系。如何确定 ϵ_e 的微带线设计中的关键问题。

比较简便的确定 ϵ_e 的方法是图解法。有效介电常数的实质是把中心导带上下的介质等效为均匀介质, 而微带线的电容保持不变。假若微带线的中心导带很宽, 电场几乎全部集中在基片介质内, 则 ϵ_e 接近于基片的相对介电常数 ϵ_r 。假若微带线的中心导带很窄, 电场几乎对半分布在空气和基片介质中, 那么 ϵ_e 接近于 $\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1)$ 。因此 ϵ_e 的范围为

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_e \leq \epsilon_r \quad (5-11)$$

ϵ_e 可以表示为

$$\epsilon_e = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (5-12)$$

式中 q 称填充系数。当 $\frac{1}{2} \leq q \leq 1$ 时, 满足 (5-11) 式。 q 一般用图表给出, 查曲线可以算出 ϵ_e 。图解法精度很差, 不适合于快速和精确的设计, 也没有考虑频率变化时色散效应的影响。为了计算在各种频率下 ϵ_e 的精确值, 需要采用适合于计算机辅助设计的数值解法。

§ 5.2.2 微带传输线的数值解法

微带线有效介电常数和特性阻抗的求解, 实质上是静电场的边界值问题。常用的解法有保角变换法、有限差分法、格林函数法等。求解过程一般都比较复杂, 也没有考虑和频率的

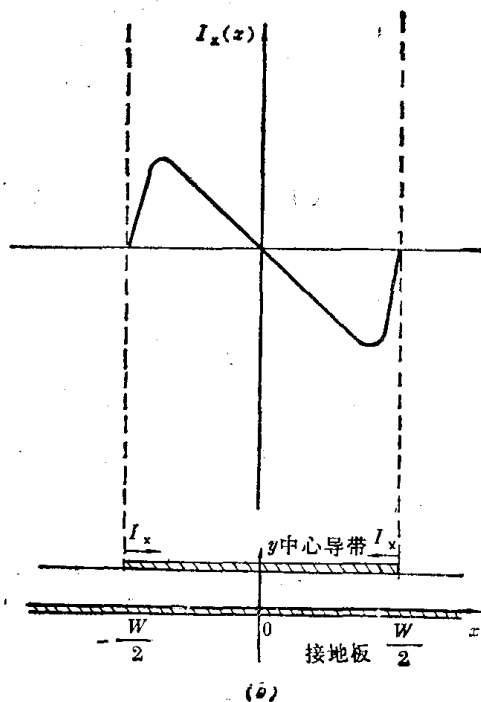
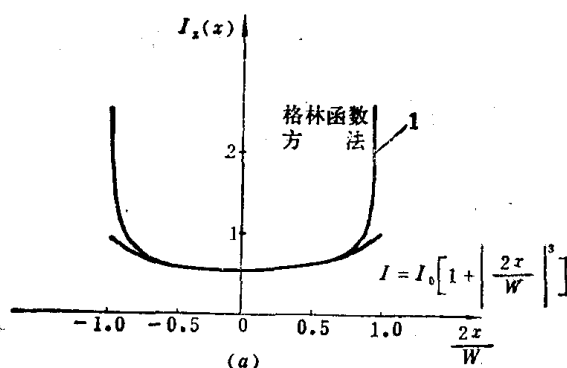


图 5-4 微带上的电流分布

依从现象。这里简略介绍一种积分方程解法，求出的有效介电常数值是频率的函数，有实用价值。

微带上的电流分布如图 5-4 所示。这个电流分布是通过电磁场方法解出微带上的电荷分布得到的。纵向电流在 x 轴上的分布对应着微带上的横向电荷分布。用格林函数法解出的纵向电流分布见图 5-4(a) 的曲线 1。为了分析方便，用下面的近似公式代替曲线 1：

$$I_z(x) = I_{z0} \left(1 + \left| \frac{2x}{W} \right|^3 \right) \quad \left(|x| \leq \frac{W}{2} \right) \quad (5-13)$$

这个近似公式有较高的精确度，和格林函数法所得的曲线比较，求有效介电常数 ϵ_r 的差别小于 1%。将 (5-13) 式进行傅里叶变换，得到

$$I_z(\alpha) = \frac{2I_{z0}}{\pi\alpha} \left\{ \frac{24}{(\alpha W)^3} + \frac{3[(\alpha W)^2 - 8]}{(\alpha W)^3} \cos\left(\frac{\alpha W}{2}\right) + \frac{[(\alpha W)^2 - 12]}{(\alpha W)^2} \sin\left(\frac{\alpha W}{2}\right) \right\} \quad (5-14)$$

式中 α 为傅里叶变换的变量。 I_{z0} 为 $x=0$ 点的纵向电流。

横向电流的近似表示式为

$$I_x(x) = \begin{cases} I_{x0} \sin \frac{\pi x}{0.7W} & \left(|x| \leq 0.8 \frac{W}{2} \right) \\ I_{x0} \cos \frac{\pi x}{0.2W} & \left(0.8 < |x| \leq \frac{W}{2} \right) \end{cases} \quad (5-15)$$

式中 I_{x0} 为横向电流幅度。对 (5-15) 式同样进行傅里叶变换，得到

$$I_x(\alpha) = I_{x0} \left[\frac{\sin G_1(\alpha)}{G_1(\alpha)} - \frac{\sin G_2(\alpha)}{G_2(\alpha)} + \frac{\cos 0.4 G_3(\alpha) - \cos 0.5 G_3(\alpha)}{G_3(\alpha)} + \frac{\cos 0.4 G_4(\alpha) - \cos 0.5 G_4(\alpha)}{G_4(\alpha)} \right] \quad (5-16)$$

$$\text{式中} \quad G_1(\alpha) = 0.4 \left(\frac{\pi}{0.7} - \alpha W \right), \quad G_2(\alpha) = 0.4 \left(\frac{\pi}{0.7} + \alpha W \right), \quad G_3(\alpha) = \alpha W - 5\pi, \\ G_4(\alpha) = \alpha W + 5\pi$$

微带线中的电流分布可以看成是无数纵向和横向正弦电流分量在 $|x| \leq \frac{W}{2}$ 范围内沿着

介质和空气界面流动。设介质厚度为 H ，在 $y=H$ ， $|x| \leq \frac{W}{2}$ 处满足电场的切向分量为零这一边界条件。每个正弦电流分量在微带线内激励起一个 TE 模或 TM 模，而线内的电磁场分布正是由这些 TE 模和 TM 模线性组合而成的。

对于这些简谐电流分量，用位函数的方法进行场分析，最终可以得到一对与电流分量有关的积分方程如下：

$$I_{z0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{i}{\det} \left[F_{12} b_{12} + \frac{k a b_{12}}{\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \epsilon_r - k^2} \right] I_z(\alpha) \cos \alpha x d\alpha \\ - I_{x0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{b_{12}}{\det} I_x(\alpha) \cos \alpha x d\alpha = 0 \quad (5-17a)$$

$$I_{x0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{jB_2}{det} \left[\frac{k\alpha}{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2} b_{11} - F_1 b_{21} \right] I_z(\alpha) \sin \alpha x d\alpha$$

$$- I_{z0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta_2 b_{11}}{det} I_z(\alpha) \sin \alpha x dx = 0 \quad (5-17b)$$

式中 x 位于中心导带范围内, 即 $|x| \leq \frac{W}{2}$; ω 为角频率, c 为真空中的光速, 其它各量的表达式如下:

$$b_{11} = -b_{22} = \alpha \left[\frac{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - k^2}{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2} - 1 \right]$$

$$b_{12} = \frac{\omega \mu_0 \beta_1}{k} \left[\frac{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - k^2}{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2} \operatorname{tg} \beta_1 H - \frac{\beta_2}{\beta_1} \right]$$

$$b_{21} = \frac{\omega \epsilon_r \epsilon_0 \beta_1}{k} \left[\frac{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - k^2}{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2} \operatorname{ctg} \beta_1 H + \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\beta_2}{\beta_1} \right]$$

$$det = b_{11} b_{22} - b_{12} b_{21}, \quad F_1 = \frac{\omega \mu_0 \beta_1 \operatorname{tg} \beta_1 H}{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_s}$$

$$\beta_1 = \left[\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \epsilon_r - k^2 - \alpha^2 \right]^{1/2}, \quad \beta_2 = \left[\alpha^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 + k^2 \right]^{1/2}$$

这两个积分方程的未知量是电流幅度 I_{x0} 和 I_{z0} 。令联立积分方程的系数矩阵为零, 可以求出 k 或 ϵ_s 。但是由于方程比较复杂, 用电子计算机求解的时间很长。为了节约计算时间, 应对数学模型进一步加以简化。简化的前提是微带线中心导带的宽度远小于波长。对于最低次的混合模, 导带的宽度应小到使得横向电流比纵向电流小一个数量级, 因此可以忽略。另外, 由于中心导带很窄, 可以近似认为只在 $x=0$ 处满足边界条件:

$$E_{z2}(x, H) \Big|_{x=0} = 0, \quad \frac{dH_{z2}(x, H)}{dy} \Big|_{x=0} = 0$$

式中下标 2 代表空气介质。

根据以上假设, 令 I_{x0} 和 x 等于零, (5-17) 式简化为一个积分方程

$$F(\epsilon_s) = \int_0^{\infty} \frac{\beta_1 Z I_z(\gamma)}{(YS)^2 + \frac{\epsilon_r Z}{\epsilon_s} \left(\frac{c}{f}\right)^2 \beta_1^2 \left(Q \operatorname{ctg} \beta_1 H - \frac{\beta_2}{\epsilon_r \beta_1}\right)} d\gamma = 0 \quad (5-18)$$

式中

$$\gamma = \alpha W, \quad \beta_1^2 = \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 (\epsilon_r - \epsilon_s) - \left(\frac{\gamma}{W}\right)^2$$

$$\beta_z^2 = \left(\frac{\gamma}{W}\right)^2 - \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 (1 - \varepsilon_e), \quad Z = Q \operatorname{tg} \beta_1 H + \frac{\beta_2}{\beta_1}$$

$$Q = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_e}, \quad I_z(\gamma) = \frac{24}{\gamma^4} + \frac{3(\gamma^2 - 8)}{\gamma^4} \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \frac{\gamma^2 - 12}{\gamma^3} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$Y = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_e}, \quad S = \frac{c\gamma}{fW}$$

应用数值方法解该积分方程。求 ε_e 的步骤如下：

1. 确定积分上限并计算积分：寻找(5-18)式的积分上限。要求积分的事后估计误差EPS小于某预定值，一般取为 10^{-6} 。为了进行这一步，频率选为 1 kHz。输入已知参数，除了 ε_r ， W/H 和 H 外， ε_e 也需要事先给定。当频率很低时， ε_e 可由下节所述的惠勒公式给出。如果不要求很精确，也可以令 $\varepsilon_e = \frac{1}{2}(1 + \varepsilon_r)$ 或 $\varepsilon_e = \varepsilon_r$ 。

数值积分采用亨利-史密斯算法。该算法的基本思想是逐次细分积分区间，提高子区间的积分精度，使总积分误差小于规定的误差 E 。该积分区间为 (a, b) ，如图(5-5)所示。用数值方法计算积分 $I_{ab} = \int_a^b F(x)dx$ 的计算误差为 $|E_{ab}|$ 。如果 $|E_{ab}| < E$ ，积分值 I_{ab} 成

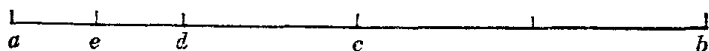


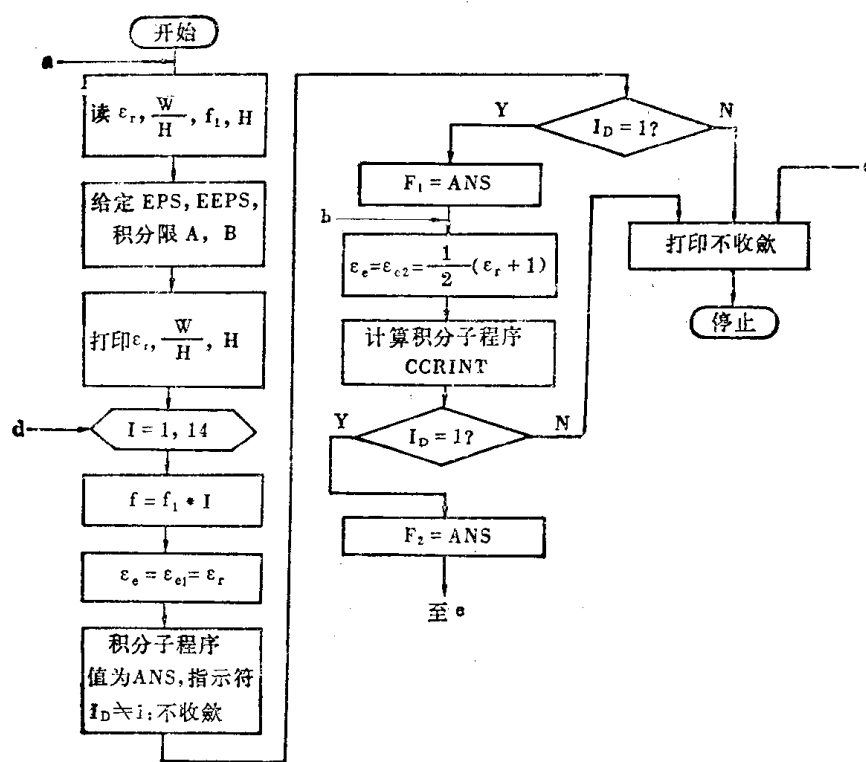
图 5-5 积分区间的细分

立。如果 $|E_{ab}| > E$ ，说明计算精度不够，则二等分 (a, b) ，得中点 c ；以 a, c 为积分上、下限，重新计算积分 I_{ac} ，计算误差为 $|E_{ac}|$ ；由于积分区间缩小，积分误差也减小，对于子区间 (a, c) ，规定新的误差标准为 $K_{ac}E$ ， K_{ac} 为小于 1 的系数。如果 $|E_{ac}| < K_{ac}E$ ，积分值 I_{ac} 成立，反之，再二等分 (a, c) ，得到中点 d ，进一步缩小积分区间，给出新的误差标准 $K_{ad}|E_{ac}|$ ；再次计算积分值 I_{ad} 。这样继续搜索下去，直至满足要求为止。一般取 $K_{ac} = K_{ad} = \dots = 0.1$ 。例如，当区间细分至 (a, e) ，积分值 I_{ae} 已满足精度要求，则退回来计算余子区间积分 I_{ed} ，如精度不满足要求，则用以上方法细分余子区间，直至搜索出新的满足精度要求的区间为止。这个过程循环往复，把积分区间 (a, b) 划分为一个个都满足积分精度要求的子区间，把各子区间的积分值叠加起来，就得到总的积分值。为了计算积分误差，采用了牛顿-柯特斯数值积分法和龙贝数值积分法。这两种方法所得积分结果之差即为积分误差。因为积分值对于 γ 十分敏感，故在精确计算积分时，采用了克莱肖-柯蒂斯数值积分法，这种方法比前面两种积分法的精度高得多。如果细分子区间，精度始终不满足要求，则三十次以后，程序终止，重选积分上限。对于 $\varepsilon_r \approx 10$ 的陶瓷基片，在 0.5—15 GHz 的频率范围内，上限选为 200 已经足够了。

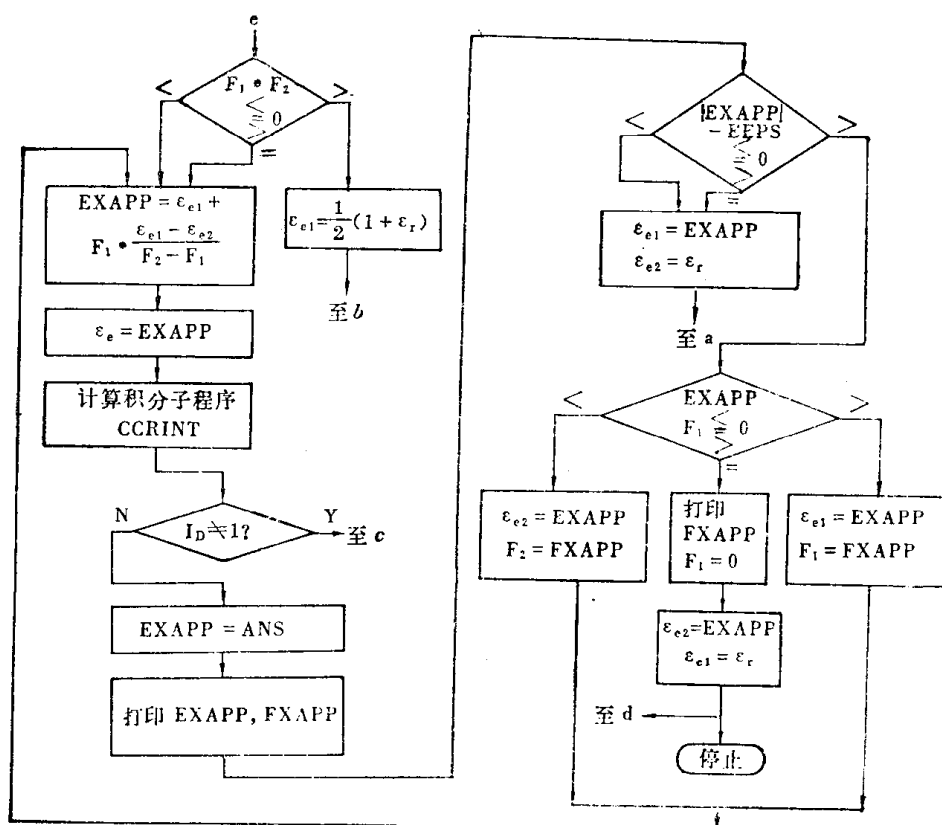
2. 用试位法寻找积分方程 $F(\varepsilon_e) = 0$ 的根。根的误差 $\text{EEPS} \leq 10^{-5}$ 。

3. 更换工作频率，重复步骤 1 和 2。因为 ε_e 是一个随频率增加而单调增加的函数，所以上一次求得的根 ε_e ，可以做为这一次试位的低端 ε_e 值。

程序框图如图 5-6 所示。



(a)



(b)