

'92全国第四届MIC电路及工艺会议

论文集

中国电子学会微波分会MIC及工艺专业委员会
MTT-S Chapter, IEEE Beijing Section

联合举办

机械电子部第五十四研究所主办

1992年11月·四川重庆

微波集成电路及工艺专业委员会

主任：高葆新 副主任 （以姓氏笔划为序）

过常宁 李 英 李浩模 沈楚玉 赵国南 胡南山 程义凯

委员（主任、付主任兼）

丁世昌 叶 明 朱学祺 刘晓芳 张永年 苏有得 陈忠嘉 黄国兰

陈显萼 张阅凡 郭荣生 龚 克 曹纪明

秘书 田中学 龚 克 夏士明

挂 靠 及 联 系 单 位

北京：邮100084 清华大学电子工程系高葆新

上海：邮200434 江湾征沽源路231号胡南山

微波集成电路与工艺学术交流办会规程

(1 9 9 2. 5)

(一) 原 则

交流学术思想与研究信息, 扩大本专业同行间联系, 增进团结合作, 提高学术水平。并逐步扩大国际间学术交流, 引入国际新技术。

(二) 时间及征文过程

1. 每 2 年一次学术会, 逢双数年召开, 与微波年会交叉进行。
2. 会议基本上定于在会议年的 9~10 月间举行, 会期 3 天左右。
3. 征文通知——不迟于会前 10 个月, 即前一年第 4 季度。
4. 征文截止——3 月底。
5. 审稿会——4 月中旬。审稿会前主办单位将论文分组并完成初审。
6. 录用通知——4 月下旬审稿后寄出, 同时寄给作者关于论文集版面打印格式。
7. 正式文稿截止——5 月底。作者将符合格式要求的打印文稿及印刷版面费寄至主办单位。届时交印刷厂排版, 超过截止期的论文稿不收录。
8. 会议通知——会议 6 周前把会议通知寄给作者。通知中除报到地点和交通路线外还应包括会议日程安排、分组情况、住房标准、注册费用及其它活动内容。(通知方式需注意效果和后果)。若回程车船票有困难也应向代表坦诚相告, 做到会议计划内容全透明, 有利于团结和共同努力办好学术会。
9. 展品征集通知——与征文通知同时发出, 征集截止时间与论文录用通知时间相同。参加会议收费及广告收费办法见“经费”条款。

(三) 会议组织

1. 审稿会

- ① 按技术专题分组审稿, 决定录取论文。录取的论文应具有较高水平或新颖见解; 无原理概念错误。某些有争议的学术问题也可录用以利于活跃学术讨论; 论文格式应符合规定。每篇论文至少有 2 人审阅。
- ② 审稿会根据学术内容调整论文分组及排序, 并集中安排特邀报告 2~3 篇。
- ③ 选出较好论文, 作为优秀论文评选的候选论文, 以 5~10% 左右为宜。

2. 学术交流会

- ① 大会报告及分组报告 2 天左右。
- ② 会议论文以 60~80 篇为限, 总人数规模 60~100 人, 分 2~3 组每集约 30 人。经专委会及审稿会商定, 可邀请特邀代表大约 5~10 人(包括主办、协单位各一人)。
- ③ 力争在第一天上午将代表名单发到代表手中, 以利于交流。(事先应将代表名单输入计算机内, 根据报到情况即可迅速调整打印)
- ④ 在会议期间组织 MIC 新产品新材料新工艺展示, 以扩大厂、所、院、校之间的技术交流, 参展单位可派 1~2 人参加会议。
- ⑤ 在会议期间召开专业委员会工作会议, 并确定下届会议主办单位和地点。
- ⑥ 会议设会务组(以主办单位为主)和秘书组(专委会派 2 人参加), 总人数不超过 5 人。

(四) 论文集

1. 每篇论文限于 4 页内, 由作者按规定格式打印成正式文稿, 包括图表。清晰度应达到照像胶印出版要求, 确实没有打印条件的作者可申请主办单位代打印, 并交打印费。
2. 论文格式。版芯尺寸 15 x 22 cm。正文字型相当于 5 号铅字(3 x 3 mm), 标题 3 号铅字(4.5 x 4.5 mm), 标题下方为作者单位和姓名(5 号铅字)。
3. 印刷质量应相当于平装书刊。

(五) 经 费

1. 勤俭办会, 不讲排场, 不发华而不实的纪念品, 经费收入中扣除用于下届审稿会的费用之后全部用于交流会, 不得移作它用。
2. 预收论文集版面和定房费, 临时因故未出席会议者不退费。
3. 允许并欢迎非论文作者参加交流, 会务费略高于论文作者, 以维持经费平衡。
4. 争取有关企业和其它单位参加学术会议期间的产品展示, 并对会议予以资助。参展单位一般收费为 500 元(国外客商 1000 元), 会议录中广告页每页 500 元。

微波集成电路与工艺专业委员会

1992 年 5 月

编 审 记

中国电子学会微波学会“微波集成电路及工艺”专业委员会和MTT-S Chapter IEEE Beijing Section为联合召开1992年全国第四届MIC电路及工艺会议,于1992年4月在上海召开了审稿会和第二次筹备会。根据两学会的要求和审稿会的推荐和审定,共有80篇论文汇集出版:

本论文集包括了近两年来我国微波、毫米波领域中,关于MIC电路及工艺中的理论和技术研究的进展,述及到有源电路、CAD技术、微波器件与新材料、MIC中的元器件制造、MIC和MMIC的工艺技术等。内容广泛新颖。希望论文集能对教学、科研和生产等方面起到交流和推动作用,更好地为发展我国微波技术服务。

本论文集首先请有关单位的专家初审,经本单位推荐后,再由机电部五十四所、清华大学、成都电信技术研究所、东南大学、上海科技大学、机电部十三所、机电部十四所、华东工学院、杭州电子工业学院、上无二十六厂等单位参加联合审稿工作,最后由成都电信技术研究所上海处负责编辑,上无二十六厂负责出版工作。在此一并致谢。

参加论文编审工作的有如下几位:

高葆新、李英、胡南山、赵国南、沈楚玉、顾墨琳、李浩模、陈忠嘉、黄伟嘉、刘晓芳、张秀玉、张笑阳、吴雅芳等。

因时间紧迫,审编安排中有不妥之处敬请读者批评指正。论文集因采用照相制版胶印,文章中有笔误等缺陷仅由作者自负。个别作者因超时未寄论文打印稿故未收入。

1992年11月

目 录

编号	论文题目	作者姓名	
A-1	2-12 GHz MMIC 环形电感分析程序	薛勇健、梁成、赵冬梅	1
A-2	多端口平面集成电路散射特性的数值分析	宋斌、傅君眉	5
A-3	采用边界元法研究鳍线结构的色散特性	宋斌、傅君眉	9
A-4	砷化镓微波及超高速IC-CAD的若干问题	赵国南、郭裕顺、王益、顾世华、郭艳鹤	13
A-5	微波集成电路参数中心设计	吴洪江、薛勇健	17
A-6	宽带功率放大器的设计与性能	汤浩	21
A-7	微带交指滤波器的CAD	余祖明、李壮	25
A-8	微波放大器专家系统	高葆新、吴斌	33
A-9	微波晶体管、噪声参数CAT	陈玲、颜晓鸿、樊勇	37
A-10	适用于微波非线性电路CAD的有效算法	洪兴楠、吴丹策	41
A-11	微波行波放大器的自动综合与优化设计	孙玲玲	45
A-12	反射式数字移相器的误差分析及相位修正	虞萍	49
A-13	在SPICE中实现UHSIC连接线的瞬态分析	郭裕顺、赵国南	52
A-14	提高微波非线性电路数值解收敛速度的一种新方法	刘明理、陈忠嘉、张湘俊	56
A-15	Ku波段高频头组件CAD设计及研制	沈秀英、郑正奇、宋铮、崔加银、林海	60
A-16	波形平衡法用于非线性微波电路分析	郭裕顺、郭艳鹤、赵国南	
A-17	时域分析高速数字集成传输线的新方法	戚颂新、杨栓让	64
A-18	微波网络中的供电电路分析与设计	刘冬天	68
B-1	变容管微带贴片倍频辐射器的研制	赵进、李镇、邓次平	71
B-2	微波MESFET和HEMT噪声模型的提取	徐希俊、沈楚玉	75
B-3	L波段倍频器	马建慧	79
B-4	4.7-5.2 GHz 6 W微波GaAs功率FET的匹配技术	何大伟、李历民	83
B-5	宽带GaAs FET低噪声放大器的研制	李滨、刘仁厚	87
B-6	小型微波频率综合器的设计	韩军、徐辉、张云生	91
B-7	Ku波段集成阶跃二极管倍频器	金启辉	95
B-8	K一波段FET二倍频器的设计	冯建民、孙敏松	99
B-9	15 GHz集成电路谐波混频器设计	国建秀、王胜实	103
B-10	L波段集成化微波发射机	刘建新	107
B-11	平衡放大器的优化设计	尤新电、刘兴华	111
B-12	硅微波功率晶体管内匹配网络的设计分析	张进书	115
B-13	S波段微带功率放大器	杨志敏、孙诗英	117
B-14	S波段GaAs FET单片集成低噪声放大器	吴庆芳	121
B-15	K波段接收机下变频集成组件	张炳荣、陈光喜、刘扬英	125

B-16	C波段高低通网络PIN管移相器	林仕集、夏上明、周文华、张明贤	129
B-17	可调加载线型移相器	周文华、夏上明、林仕集	133
B-18	超宽带低噪声放大器的设计	杨建慧、姚保伦	137
B-19	米波段模拟式移相器	夏士明、林仕集、周文华、朱爱军	141
B-20	高效率、微波FET上变频器	许翠金	145
B-21	S波段相控雷达用T/R组件的研制进展	罗运生	152
B-30	8-12GHz FET VCO研究	胡祖才、何敏敏	157
B-31	S波段晶体管压控振荡器	卢德有	160
B-32	声表面波石英晶体振荡器	陈显尊	163
B-33	共漏频带反射型FET介质振荡器	陈捷平	166
B-34	体效应振荡器温度补偿的一种方法	刘安平	170
B-35	11.2-16.69GHz集总参数体效应振荡器	陈祖敏、胡荣中、张崇仁、冯欧、陶若燕	172
B-36	高介电常数、高稳定介质振荡器	赵华德、廖兴华	176
B-38	毫米波振荡器的一种新结构	苗敬峰、马鹏程	180
B-37	S参数法设计VCO	夏容	183
B-39	L波段变容管VCO的线性化法	王军贤、陈忠嘉、张湘俊	187
B-40	毫米波耿氏介质稳频振荡器	叶亲翔	190
B-41	X波段双电调压控耿氏振荡器	谢建力、谢家德	193
C-1	微波低通滤波器的设计	陆正果	196
C-2	宽带、超宽带、微波桥路的研究	金宝龙	200
C-3	X波段360°线性模拟稳相器的设计	冷家波	204
C-4	微波带阻滤波器的准确设计	谭秀华	208
C-5	阻抗变换宽频带环形定向耦合器	童创明、黄国兰、张平定、梁光辉	
C-6	0.5-5GHz集中元件MIC三功分器	刘卫东、李正阳	211
C-7	波导与微带线和共面线的过渡问题	龚克、王澈	214
C-8	微带魔T	牛启平	218
C-9	微带低通滤波器的设计与制作	张秀岭、谭秀华	221
D-1	适合微波介质电路基片工艺用光亮清洗剂	周高铭、曹纪明	224
D-2	微波覆铜板镀层研究	张秀玉、刘晓方	227
D-3	选择电镀技术研究	阎桂兰	231
D-4	复介微带线导电带与窄缝制造误差分析	鞠俊	235
D-5	新型微波基片的研制	谭家顺	239
D-6	弱喷淋腐蚀法及基在MIC中的应用	鞠俊	241
D-7	超宽带同轴衰减片及功率衰减片的研究	胡南山、李秋枫、尤卫民、蔡培成	245
D-8	微波FET芯片放大器制作工艺	范汲慧	248

D - 9	超宽带平衡式MIC工艺研究	刘宗穆	252
D - 10	平面磁控溅射靶面的形貌	陈新伟	254
D - 11	CCNA导带微波陶瓷片状电容的研究	蔡培成、胡南山	258
D - 12	$7\mu\text{s}$ 和 $14\mu\text{s}$ 声表色散延迟线的工艺总结	周莉萍	260
D - 13	高Q微波介质陶瓷的研制及初步应用	汤炳谦、吴广恒、邹丕鸣	262
D - 14	梁式引线管在超薄型软基片上的焊接工艺	姚保伦	266
D - 15	关于铜质微带电路表面金属镀层的探讨	聂兆升	270
D - 16	脉冲大功率衰减器的研制	段恒清、易友远	273
D - 17	钽系薄膜电阻氧化调阻仪	施德水、黄朝阳	277
D - 18	关于计算机辅助测试提高介质基片生产合格率的研究	曹纪明、顾根山、王刚、施吉连、胡南山	280
D - 19	对提高Ni - Cr薄膜电阻网络性能的研究	江德海、安江荣	283
D - 20	微波集成工艺中的增强扩散	张维新、毛赣如	
D - 21	在MIC中多种基片孔金属化的工艺实现及应用	郭杰、刘蓉芳	287
D - 22	在MIC中各种基片铜镀层蚀刻工艺因素的探讨	王根生	291
D - 23	微波基片介电常数 ϵ_r 的一种简单测量方法	李书科、陈延裕	295

2-12GHz MMIC 环形电感分析程序

薛勇健 梁 成 赵冬梅

(机电部十三所)

【摘要】本文应用 PETER 提出的一种计算环形电感的方法，应用多耦合线分析理论，同时对单线和耦合线的色散特性进行了更为精确的分析，在转角分析上采用平面格林函数法，考虑空气桥及损耗效应，并编制成程序。

一.引言

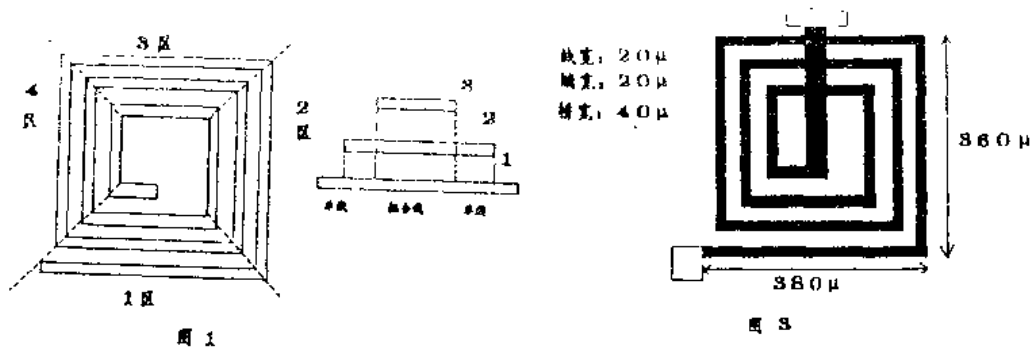
目前，随着我国微波单片电路技术及计算机辅助设计技术的应用及发展，单片电路中无源元件建模已成为一个突出的问题，它的精度直接影响着计算机电路辅助设计的精度，根据微波单片电路一般在 12GHz 以下，大多采用集中参数元件做为其匹配电路，使其电路面积变小，结构更加合理。结合我们工作实际，我们编制了用于 MMIC 方形电感的分析程序。本程序能分析任意环数，带有金属厚度的介质传输线构成的方环电感，适用频率的范围在 2-12GHz。

从方环电感的版图可以知道，要分析这样一个结构需要考虑到它的各种效应，其中包括单根线的色散效应，多线耦合效应，空气桥效应，以及转角不连续性效应等。从发表的文献看，分析它的方法有很多种，一种只考虑两个耦合导体的互感效应，这种方法没有考虑到寄生电容的耦合效应。另一种是先测出其网络参数，然后用等效电路拟合，这种方法简单易行，但结果并不能令人满意，且从理论上无大突破。本文采用 PETER^①提出的一种简便，易实现的方法，它基于多耦合线理论，考虑线的损耗^②以及转角不连续性分析等。遵循他的思路，并在其基础上，对单线、耦合线的计算进行了更为精确的分析^③。考虑特性参数随频率的变化；在分析转角不连续性时采用平面格林函数法^④。最后通过矩阵级联计算出环形电感的二端口 S 参数，与 PETER 的结果趋与吻合，并更接近于测量值。

二.分析方法

1.多耦合线处理

在分析中我们将方环电感分为如(图 1)所示的四个区，对于每一区内的多根耦合线，采用并联 Y 矩阵法分析。即分析 1 线时，分别分析 1-2、1-3 两对不等长耦合线。首先根据 2 线线长将 1 线分为两段单线和一段耦合线，然后将单线与耦合线传输矩阵级联并转化为 Y 矩阵 Y₁₋₂，下一步采用同样的方法分析 1-3 线对，得到 Y₁₋₃，最后将 Y₁₋₂、Y₁₋₃ 并联，得出 1 线总的导纳矩阵 Y₁。当分析如 2、3 这样位于内环的线时，除采用上述方法外，需考虑其与外环线耦合时，不再存在单线，只分析与其自身等长的耦合线即可。



2. 单根线与耦合线分析

分析每个线对中的单根线时，对于给定宽度，介质层高度，基片介电常数的微带线，考虑微带厚度与色散效应，其有效介电常数与特性阻抗分别为：

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)^2}$$

$$Z_o(f) = Z_o(0) \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0) \epsilon_{eff}(f) - 1}{\epsilon_{eff}(f) \epsilon_{eff}(0) - 1}}$$

$$\text{其中: } f_p = \frac{Z_o}{2\mu_p H} \quad G = \frac{\pi^2 \epsilon_r - 1^2}{12 \epsilon_{eff}(0)} \sqrt{\frac{2\pi Z_o}{\eta}}$$

$\epsilon_{eff}(0)$, $Z_o(0)$ 分别为不考虑色散效应但考虑厚度的等效介电常数和特性阻抗。对于每个耦合线对，设 $\mu = W/H$, $g = S/H$ ，则：

$$\epsilon_{em}(\mu, g, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F_m(\mu, g, \epsilon_r)$$

$$F_o(\mu, g, \epsilon_r) = \left\{ \left(1 + \frac{10}{m(\mu, g)} \right) \right\}^{-a(\mu, b(\mu))}$$

$$F_e(\mu, g, \epsilon_r) = \zeta(\mu, g, \epsilon_r) \left(1 + \frac{10}{\mu} \right)^{-b(\mu, b(\mu))}$$

$$Z_{oim}(\mu, g) = \frac{Z_{oi}(\mu)}{\left[1 - \frac{Z_{oi}(\mu) \Phi_m(\mu, g)}{\eta_s} \right]}$$

其中下标 e 代表偶模等效，下标 o 代表奇模等效。a(μ), b(μ), m(μ, g), ζ(μ, g), $\Phi_m(\mu, g)$ 为多层解析式构成，其详细公式略。

3. 转角修正

对于转角不连续性修正，本程序采用平面格林函数法。考虑任意不均匀区构成的微带线，沿周围边界有 N 个端口 (W_i , W_j 等)，通过本征函数求出电路的 Z 矩阵，并考虑端口外接传输线的高次模 (p, q), $Z_{ij}^{(pq)}$ 可表示为：

$$Z_{ij}^{(pq)} = \frac{\sqrt{\delta_p \delta_q}}{W_i W_j} \int_{W_i} dt \int_{W_j} G(r|r_s) \cos \frac{p\pi t}{W_i} \cos \frac{q\pi t}{W_j} dt$$

其中 $G(r|r_s)$ 为平面格林函数, W_i 为 i 端口宽度, 对于规则矩形, 格林函数为:

$$G(r|r_s) = j \frac{\omega \mu h}{W_1 W_2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(K_x X_i) \cos(K_y Y_i) \cos(K_x X_j) \cos(K_y Y_j) \frac{\sigma_m \sigma_n}{K_x^2 + K_y^2 - K^2}$$

将格林函数代入阻抗参数表达式, 将积分与级数和交换, 即可得到 $Z_{ij}^{(pq)}$ 的规则形式的显式表达式。通过矩阵变换, 可得到二端口 Y 参数。

4. 传输矩阵形成

微带线的损耗由导体损耗和介质损耗两部分构成; 即 $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$, α_1 为导体损耗, α_2 为介质损耗。

$$\alpha_1 = 0.072 \frac{\sqrt{f}}{W Z_0} \lambda_0$$

$$\alpha_2 = 27.3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_{rh} - 1) \tan \delta}{\epsilon_{rh} (\epsilon_r - 1)}$$

微带线相移常数 $\beta = 2\pi f / v$, $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{rh}}}$, 则微带线传输矩阵为:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma) & Z_0 \sinh(\gamma) \\ Y_0 \sinh(\gamma) & \cosh(\gamma) \end{bmatrix}$$

$\gamma = \alpha + j\beta$ 为传播常数, $Y_0 = 1/Z_0$

三. 程序数据流程图

在程序的编写和设计上, 我们采用结构化软件编程法, 使其各个功能模块相对独立, 其数据流程图如下。

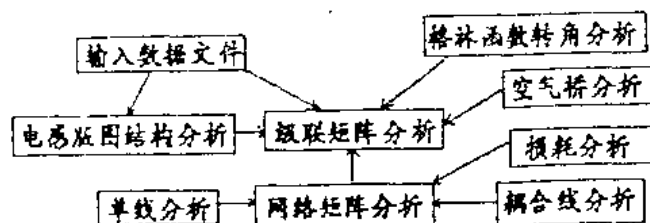
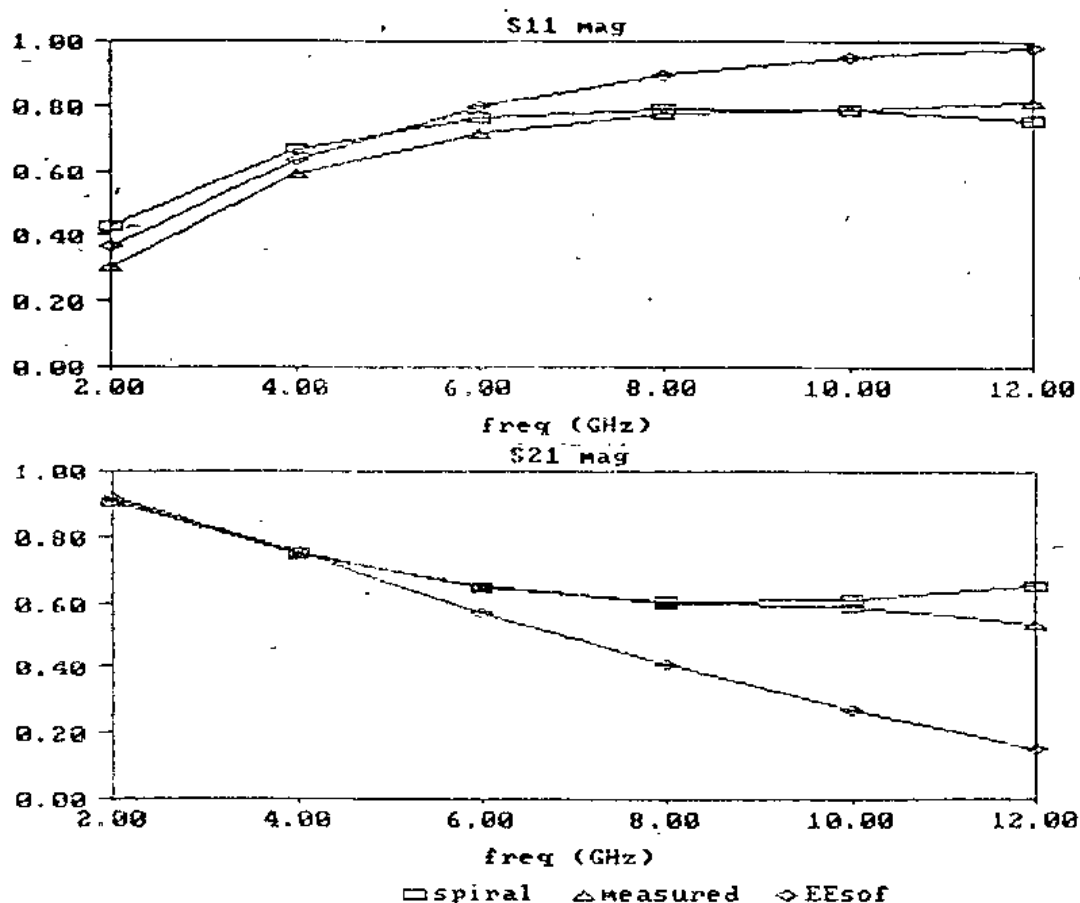


图 2 SPIRAL 数据流程图

四. 实例验证

应用 SPIRAL 程序分析一个 $31/2$ 环方形电感, 几何参数如图 (3) 所示, 介质芯片 $\epsilon_r = 12.9$, $h = 195 \mu\text{m}$, $\tan \delta = 5 \times 10^{-4}$, 金属层厚度 $t = 5 \mu\text{m}$, $\rho_m(\text{Au}) = 2.4 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ 。

将元件参数与上述参数输入 SPICE 程序, 计算得出此电感的二端口 S 参数。SPICE 计算结果如图(4)所示, 同一图上还画出了 EEsof TouchStone 的计算结果 $\diamond$ 和测量值, 以供比较。



五. 结论

本文提供了一种新的方环形电感的实用分析工具, 除采用并联 Y 矩阵方法处理多耦合线, 还应用平面格林函数法对转角进行了修正。本文程序已安装在 HP-9000/300 工作站上, 经过一段时间的运行, 在精度、速度方面均取得了比较满意的结果。

参考文献

1. PETER etc. "Analysis of Square-spiral Inductor For Use in MMIC'S" IEEE MTT-34 1986
2. 高祥新等. "微波电路计算机辅助设计"
3. E. Hemmersted "Accurate Models For Microwave Computer Aided Design" 1987 国际微波会议
4. 赵冬梅 "微带线不均匀性的分析与程序设计" 硕士论文 1990
5. EEsof TouchStone Users Manual

宋斌 傅君眉
(西安交通大学)

摘要 -- 本文提出了研究多端口平面集成电路的数值方法, 计算了任意端口之间任意模式的散射参量; 该方法首先将平面集成电路等效为波导模型, 然后采用边界元法对等效后的波导不连续情况进行分析; 文中所述过程具有推导简单、计算量小、处理问题灵活等特点。

一. 引言

目前, 各种形式的平面集成电路已广泛应用于微波及毫米波系统。对多端口平面集成电路的研究一般是在波导模型的基础上, 采用场量匹配法, 但该方法仅能对特殊的形状进行处理, 为此, 就需要一种更为一般的方法使对各种形式的平面集成电路均能进行研究。

本文采用波导模型的概念及边界元法对一般形式的平面集成电路进行了研究。在文章中, 平面传输线首先被等效为波导模型, 这样平面多端口集成电路就被等效为一多端口平面波导, 然后利用边界元技术对此波导不连续情况进行研究, 计算了任意端口之间任意模式的散射参量。

二. 基本原理

平面传输线需首先被等效为波导模型, 作为例子, 图 1 示出了一开放式微带线及其等效的波导模型。在波导模型中, 上下端为电壁, 左右端为磁壁, 其中充满了介电常数为 ϵ_{eff} 的介质; 模型的高度等于微带介质基板的厚度, 而有效宽度 W_{eff} 及有效介电常数 ϵ_{eff} 均与频率有关, 对它们的计算可参见文献 [1]。

经上述等效后, 多端口平面传输线连接器即被转化为多端口波导连接器, 参见图 2, 此相当于一 H 面波导不连续情况。

假设波导模型的高度 h 远小于波长, 这样就可忽略在 Z 方向变化的高次模的影响, 认为仅具有 E_z , H_x , H_y 分量的 TE_{m0} 模存在。波导结中的场量 E_z 满足

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) E_z + K^2 E_z = 0 \quad (1)$$

$$\text{上式中,} \quad K = \omega^2 \mu_0 \epsilon_{eff} \quad (2)$$

取 $u = E_z$, 并利用基本解和格林函数, 得到

$$u_i + \int_L u q^* dl = \int_L u^* q dl \quad (3)$$

从而可得边界积分方程

$$c_i u_i + \int_L u q^* dl = \int_L u^* q dl \quad (4)$$

将边界划分成常数元素, 上式离散化为

$$C_i u_i + \sum_{j=1}^n H_{ij} u_{ij} = \sum_{j=1}^n G_{ij} q_{ij} \quad (5)$$

对于 n 个节点的方程组可写成矩阵形式:

$$[H][U] = [G][Q] \quad (6)$$

端口节点上的 u 和 q 可以通过下述方法表示出来。平面传输线中的电场 E_z 可展开为 TE_{mn} 模式的组合，对于第 i 个端口则为

$$E_z(\Gamma, n) = \sum_{m=1}^M (a_m e^{i k_m n} - b_m e^{-i k_m n}) \cdot \cos \frac{(m-1)\pi \Gamma}{M W_{eff}} \quad (7)$$

这里

$$K_m = \sqrt{1 - \frac{\omega}{c} \hat{\epsilon}_{eff} - \left(\frac{(m-1)\pi}{M W_{eff}} \right)^2} \quad (8)$$

其中 c 为真空中的光速； a_m 和 b_m 分别为入射波及反射波 m 次模的幅度； M 为传输线中传输及衰减模式的模数，它等于端口上划分出的元素数， W_{eff} 为元素 m 的有效长度。

这样端口节点上的 u 及 q 就可通过下面的式子求出，

$$u_i = \frac{1}{W_{eff}} \int_{W_{eff}} E_z(\Gamma, 0) d\Gamma = \sum_{m=1}^M (a_m - b_m) c_{mi} \quad (9)$$

$$q_i = \int_{W_{eff}} -\frac{\partial E_z}{\partial n}(\Gamma, 0) d\Gamma = \sum_{m=1}^M -\frac{k_m}{W_{eff}} (\pm a_m \pm b_m) c_{mi} \quad (10)$$

上面的式子中，

$$c_{mi} = \frac{\sin[(m-1)/2\pi]}{(m-1)/2M} \cdot \cos \frac{(m-1)(2i-1)}{2M} \quad (11)$$

将(9)、(10)代入(6)中，经整理得到

$$\begin{bmatrix} B_{ij} & H_{ij} \\ 0 & H_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_M \\ (U)_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{ij} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_M \\ (Q)_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

上式中，

$$B_{ij} = H_{ij} \sum_{m=1}^M C_{mj} + G_{ij} \sum_{m=1}^M K_m C_{mj} \quad (13)$$

$$A_{ij} = -H_{ij} \sum_{m=1}^M C_{mj} + G_{ij} \sum_{m=1}^M K_m C_{mj} \quad (14)$$

矩阵 $(U)_c$ 、 $(Q)_c$ 中的元素分别为非端口边界上划分出元素的 u 及 q ；当该边界为电壁时， $(U)_c = (0)$ ，当为磁壁时， $(Q)_c = (0)$ ； N 为整个边界上划分出的元素数。

定义任意端口之间任意模式的 S 参量为：

$$S_{ij}^{n,m} = \frac{\text{第 } i \text{ 个端口上 } m \text{ 次模的幅度}}{\text{第 } j \text{ 个端口上 } n \text{ 次模的幅度}} \quad (15)$$

则通过上式即可求出结果。

三、结果分析

第一个例子为一两端口平面连接器，参见图3，尺寸为 $w_1=w_2=0.608\text{mm}$ ， $h=0.65\text{mm}$ ， $\theta=60^\circ$ ， $\epsilon_r=0.65$ 。图4示出了其第一个端口主模的反射系数及一、二端口主模的传输系数，并与场量匹配法的数据[1]作了比较。从比较可以发现，本文方法得到的数据与场量匹配法的结果较为吻合；场量匹配法仅能对特殊形状的连接器的处理，而本文所述过程较前者具有更大的灵活性，它可求解更一般形式的多端口平面集成电路。

图 5 示出了三端口平面连接器，尺寸为 $w_1=0.977\text{cm}$ ， $w_2=w_3=0.780\text{cm}$ ， $h=0.158\text{cm}$ ， $\epsilon_r=2.32$ 。图 6 示出了第三个端口主模的反射系数，并与实验值[2]进行了比较。

四· 结 论

本文应用波导模型的概念和边界元法对多端口平面集成电路进行了研究，计算了任意端口之间任意模式的散射参量，并对几个典型的例子进行了分析，求得的结果均与其它方法的数据相吻合。文中所述过程具有结果精确、计算量小、处理问题灵活等特点。

参考文献

- (1) R.Mehran, IEEE Trans., MTT-26, 1978, pp.400-408.
- (2) W.Menzei and I.Wolff, IEEE Trans., MTT-25, 1977, pp.107-115.

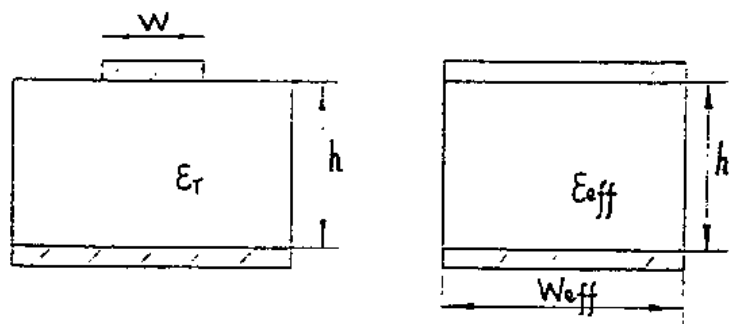


图 1 开放式微带线及其等效的波导模型

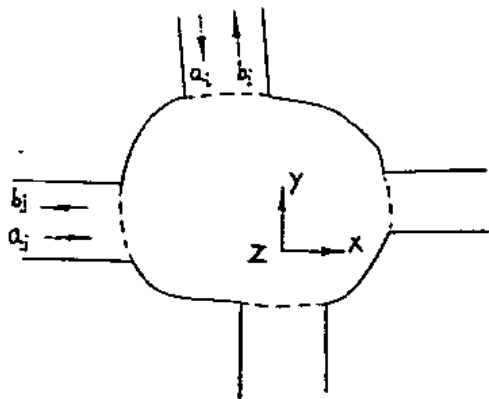


图 2 多端口平面波导连接器

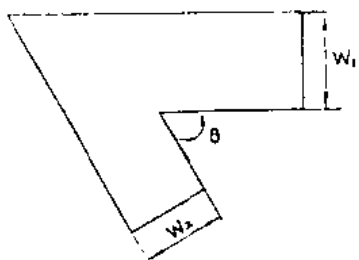


图 3 二端口平面波导

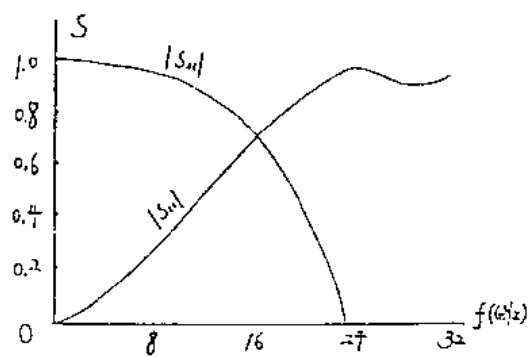


图 4 第一个端口主模的反射系数及一、二端口主模的传输系数

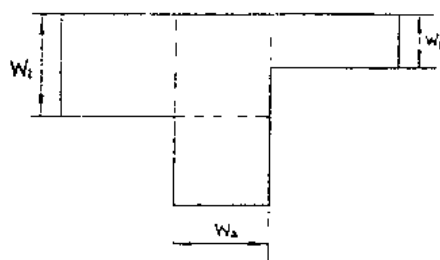


图 5 三端口平面集成电路

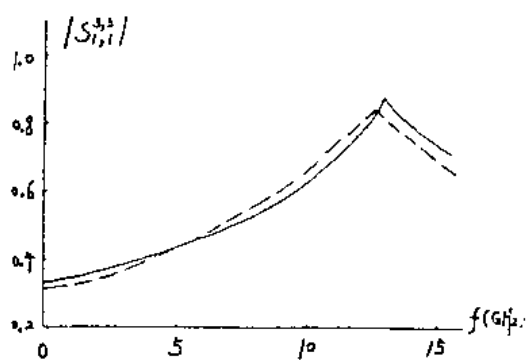


图 6 第 3 个端口主模的反射系数

宋斌 傅君眉
(西安交通大学)

摘要 ----- 本文采用边界元法对鳍线结构进行了混合模分析, 该方法具有推导简单、计算量小、处理问题灵活等特点; 它可对各种鳍线进行研究, 其中包含鳍的厚度, 波导槽深度, 任意横截面形状及具有多种介质等。

一. 引言

关于鳍线的理论研究, 迄今已提出了多种方法, 但这些方法或应用上有许多限制或计算量过大, 如模匹配法[1]和横向谐振法[2]等不能处理任意横截面结构, 而有限元法[3]虽可处理任意截面结构, 但所需的节点数较多, 计算量也比较大。本文所述的边界元法可用来分析各种鳍线结构, 其中包含鳍的厚度, 波导槽深度, 任意横截面形状及具有多种介质等, 并且过程具有计算量小、结果精确、处理问题灵活等特点。

二. 基本原理

考虑一任意横截面形状, 在Z轴方向均匀的导波系统, 其中包含了多种各向同性, 无耗介质。设电磁波沿Z轴方向传播, 形式为 $e \times p [j(\omega t - \beta z)]$, 这里 β 为相位常数。可将横截面划分成许多子区域; 在每个子区域中, 介质是均匀的。纵向电场分量 E_z 和磁场分量 H_z 分别满足 Helmholtz 方程

$$\nabla_t^2 E_z + (k_i^2 - \beta^2) E_z = 0 \quad (1a)$$

$$\nabla_t^2 H_z + (k_i^2 - \beta^2) H_z = 0 \quad (1b)$$

这里 ∇_t^2 为横向 Laplace 算子, k_i 为该子区域的特征波数。

应用加权余量法[4], 由(1)可得到

$$E_z(r_i) + \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial n} E_z(r_j) dl = \int_L G(r_i, r_j) \frac{\partial E_z(r_j)}{\partial n} dl \quad (2a)$$

$$H_z(r_i) + \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial n} H_z(r_j) dl = \int_L G(r_i, r_j) \frac{\partial H_z(r_j)}{\partial n} dl \quad (2b)$$

这里 $G(r_i, r_j)$ 为二维自由空间的格林函数, 子区域内节点的位置由矢量 r_i 表示, 边界 L 上任一点的位置由矢量 r_j 表示; 图1中 $\hat{n}$ 与 $\hat{t}$ 分别表示边界的外法线方向和切线方向。利用高斯定律, (2)可写为

$$E_z(r_i) = - \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial n} E_z(r_j) dl + \int_L G(r_i, r_j) \cdot \left[\frac{\partial E_z(r_j)}{\partial n} + \frac{\beta}{\omega \epsilon_i} \cdot \frac{\partial H_z(r_j)}{\partial t} \right] dl + \frac{\beta}{\omega \epsilon_i} \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial t} H_z(r_j) dl \quad (3a)$$

$$H_z(r_i) = - \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial n} H_z(r_j) dl + \int_L G(r_i, r_j) \cdot \left[\frac{\partial H_z(r_j)}{\partial n} - \frac{\beta}{\omega \mu_i} \cdot \frac{\partial E_z(r_j)}{\partial t} \right] dl - \frac{\beta}{\omega \mu_i} \int_L \frac{\partial G(r_i, r_j)}{\partial t} E_z(r_j) dl \quad (3b)$$