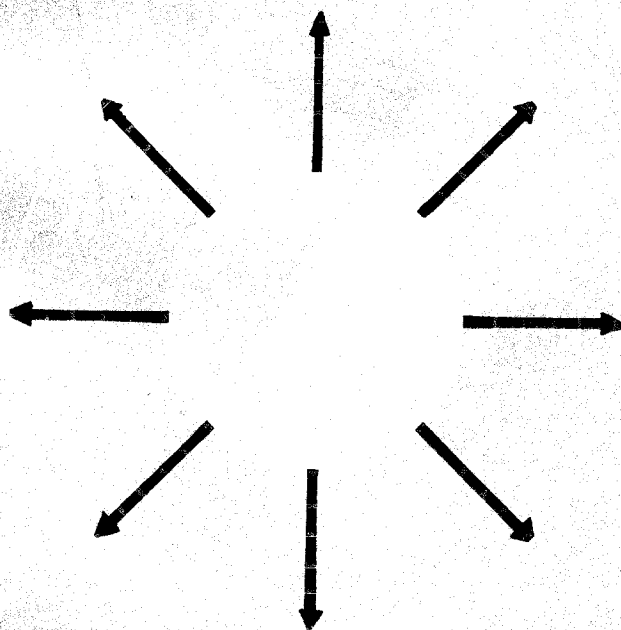


同轴式TEM模 通用无源器件

郑兆翁 编著



人民邮电出版社

813

内 容 提 要

本书从基本电磁场理论出发,较深入地讨论了同轴线、带状线的基本参数、不连续性效应,并对相应的各类同轴式无源通用元、器件,例如同轴接头、介质与金属支撑子、各种匹配终端器、驻波测量线、参考同轴线、切比雪夫阶梯阻抗变换器、巴伦、环形桥、魔T、各种转换器、衰耗器、不接触式短路活塞等的基本参数、电气性能作了较系统的分析,并提供了有关的数据、公式及图表、曲线等。

可作为从事微波元器件研制的技术人员、以及大专院校有关专业的师生的参考书。

同轴式TEM模通用无源器件

郑兆翁 编著

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本: 787×1092 1/32 1983年4月 第一版

印张: 11 16/32 页数: 184 1983年4月河北第一次印刷

字数: 264千字 插页: 3 印数: 1—3,000册

统一书号: 15045·总2696—无6225

定价: 1.55 元

序 言

由于电子技术迅速发展,要求应用的元件、器件和测量仪器都具有尽可能宽的频带范围,最好从直流一直到微波波段,至少也要一到几个倍频程。这样宽的频带,利用波导器件是作不到的,只有 TEM 模器件才能胜任。因此,电子工作者近十余年来大力研究这类器件。利用同轴连接头结合传输 TEM 波的其他传输线(如带状线)组成新型的宽频带器件,在微波范围内的卫星通讯、散射通讯、雷达工程、电子对抗、遥控设备、测试系统等方面大量采用。通常将它们用于功率不很高的部位。它们比波导元、器件要轻巧紧凑。我国也正在大力开展这方面的工作。但目前还缺乏系统的参考资料。为此作者编写了这本书,为祖国四个现代化贡献一份微小的力量。

在编写此书时,作者认为读者已具有无线电专业数学、电磁场理论、超高频技术等方面的基础知识。

本书可供微波工程师和制作工作者在设计、调试、改进产品时作参考。

由于作者水平不高,编写中难免出现谬误之处,欢迎读者批评指正。

作 者 1982.4

目 录

第一章 硬同轴线	(1)
1.1 特性阻抗	(1)
1.2 传输常数	(4)
1.3 高阶模的出现与同轴线使用频带	(7)
1.4 传输功率容量	(12)
1.5 机械加工公差对特性阻抗的影响	(14)
附录1.1 矩形同轴线的特性	(16)
附录1.2 内圆外矩同轴线的特性阻抗	(30)
附录1.3 横电磁波传输线的常用公式	(34)
第二章 同轴线中某些不连续性、支撑子与连接头	
.....	(38)
2.1 同轴线内、外导体阶梯不连续性	(38)
2.2 对不连续性引起的反射所作的补偿	(45)
2.3 金属支撑子——宽频带 $\lambda_0/4$ 支节	(50)
2.4 介质支撑子	(56)
2.5 插接头	(61)
2.6 平接头	(63)
第三章 同轴匹配终端器	(72)
3.1 指数形终端器	(72)
3.2 曳物线终端器	(73)
3.3 曳物线终端器的实际设计	(77)
3.4 匹配终端器用电阻	(80)

3.5	波面变换线	(83)
3.6	以电阻膜为内导体的均匀同轴线中的横电磁 波的场	(86)
3.7	锥形电阻与圆柱形外导体组成的终端器	(92)
第四章	驻波测量线	(98)
4.1	开槽测量线的基本要求	(98)
4.2	测量线的探针设备	(102)
4.3	平行板同轴测量线	(105)
4.4	耦合滑动负载技术	(113)
4.5	调配器	(119)
第五章	参考同轴线	(122)
5.1	参考同轴线的结构设计	(122)
5.2	参考同轴线的性能	(127)
5.3	R_1 和 L_{i1} 的测定	(129)
5.4	接头接触阻抗的测定	(132)
5.5	参考同轴线的应用	(134)
第六章	带状传输线	(137)
6.1	带状线的特性阻抗	(138)
6.2	带状线的衰减	(146)
6.3	带状线中高次模的截止波长	(151)
6.4	带状线的功率容量	(153)
第七章	带状线中的不连续结构与耦合带状线	(158)
7.1	用近似模型法求不连续结构的等效电路	(159)
7.2	用对偶等效法求不连续结构的等效电路	(163)
7.3	用小孔法求不连续结构的等效电路	(171)
7.4	对称T接头	(173)
7.5	耦合带状线的特性	(177)

7.6 对称共面平行耦合薄带的奇、偶模特性阻抗	(182)
7.7 其他几种结构的奇、偶模特性阻抗	(189)
7.8 两对称平行耦合短线的特性	(197)
第八章 切比雪夫阶梯阻抗变换器	(204)
8.1 n 级四分之一波长阶梯阻抗变换器	(205)
8.2 n 级 $\lambda_0/4$ 阶梯阻抗变换器计算表	(210)
8.3 对不连续电容的纠正	(224)
8.4 短阶梯阻抗变换器	(225)
附录8.1 切比雪夫多项式	(236)
附录8.2 级联线段的阻抗矩阵和输入阻抗	(236)
第九章 巴伦、环行桥与魔T	(239)
9.1 谐振式巴伦	(239)
9.2 微分相移巴伦	(248)
9.3 对偶耦合线带通滤波器对带状线巴伦	(252)
9.4 环行桥	(262)
9.5 倍频程带状线魔T	(265)
第十章 转换器	(274)
10.1 探针式波导—同轴线转换器	(274)
10.2 悬空长探针的某些实践	(280)
10.3 脊波导过渡波导—同轴线转换器	(282)
10.4 同轴线—带状线转换器	(285)
10.5 同轴线—微带转换器	(287)
第十一章 衰减器	(291)
11.1 关于衰减的定义与衰减器的指标	(291)
11.2 用均匀损耗线作吸收式衰减器	(294)
11.3 T型网络吸收式衰减器	(298)

11.4	有耗壁可变衰减器·····	(301)
11.5	截止式衰减器的工作原理·····	(304)
11.6	工作波型的纯洁·····	(309)
11.7	阻抗匹配元件·····	(313)
11.8	小损耗截止衰减器·····	(316)
11.9	可变耦合衰减器·····	(317)
第十二章 不接触式短路活塞·····		(321)
12.1	短路活塞的泄漏损耗电阻 R_{P1} 和等效电抗 X_P ·····	(322)
12.2	短路活塞的表面损耗电阻 R_{P2} ·····	(328)
12.3	S型短路活塞的设计·····	(330)
12.4	未开槽的S型短路活塞的寄生谐振·····	(335)
12.5	寄生谐振的激励·····	(344)
12.6	S型短路活塞中对寄生谐振的控制·····	(346)
总附录 I 同轴元件导体材料的选择·····		(355)
总附录 II 表面处理·····		(358)

第一章 硬 同 轴 线

同轴线一般是指内圆柱导体与外圆柱导体管同轴装配而成的均匀传输线，它是一种优良的宽频带传输线。通常两导体间的介质为空气，但也可以是其他物质。同轴线的传输主模是 TEM 模，其电磁场分布如图1-1所示。

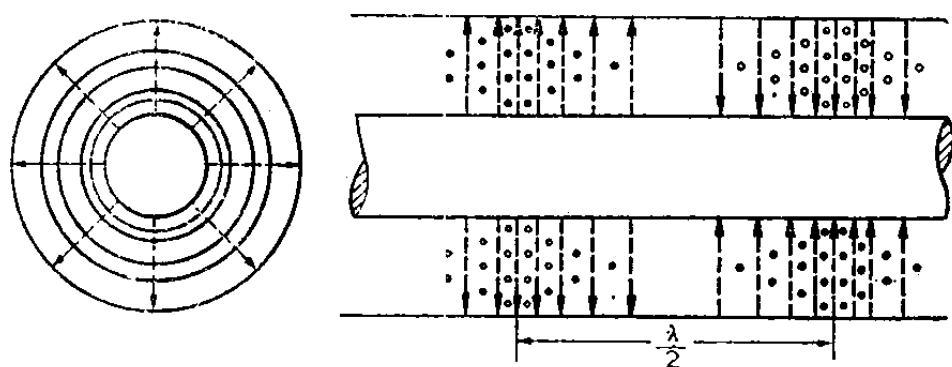


图 1-1 同轴线内电磁场分布

表征同轴线特性的主要电参数有特性阻抗 Z_0 ，传输常数 γ （包括衰减常数 α 和相移常数 β ），最大传输功率 P_{max} ，高阶模截止波长 λ_c 。

以下就内、外导体都是硬金属的同轴线的各主要参数分别进行讨论。

1.1 特 性 阻 抗

同轴线传输行波时，某截面上行波电压和行波电流之比值称为该处的特性阻抗，通常以 Z_0 标记。从传输线理论中我们知道， Z_0 可以由同轴线单位长度串联阻抗 $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ 及同

轴线单位长度并联导纳 $Y_1 = G_1 + j\omega C_1$ 来计算。这里 R_1 、 L_1 分别为单位长度的串联电阻和电感， G_1 、 C_1 分别为单位长度的并联电导和电容， ω 为工作角频率。其关系式为：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (1)$$

当工作频率较高，例如超过音频之后，往往满足 $R_1 \ll \omega L_1$ ， $G_1 \ll \omega C_1$ ，则 Z_0 变成：

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left(1 + \frac{R_1}{j\omega L_1} \right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{G_1}{j\omega C_1} \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &= \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left(1 + \frac{R_1}{j2\omega L_1} - \frac{R_1^2}{8(j\omega L_1)^2} + \dots \right) \\ &\quad \left(1 - \frac{G_1}{j2\omega C_1} + \frac{3G_1^2}{8(j\omega C_1)^2} + \dots \right) \\ &\approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left[1 + \left(-\frac{R_1^2}{8\omega^2 L_1^2} + \frac{R_1 G_1}{4\omega^2 L_1 C_1} - \frac{3G_1^2}{8\omega^2 C_1^2} \right) \right. \\ &\quad \left. + j \left(\frac{G_1}{2\omega C_1} - \frac{R_1}{2\omega L_1} \right) \right] \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (2) \end{aligned}$$

根据电磁场理论可以求出均匀同轴线在理想导体条件下单位长度的电感 L_1 及电容 C_1 为：〔2〕〔3〕〔11〕

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \\ C_1 &= 2\pi\epsilon / \ln \frac{b}{a} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中 b 是同轴线外圆柱导体管的内半径， a 是同轴线内圆柱导体的外半径。 μ 为介质的导磁系数， ϵ 为介电系数。将(3)式代入(2)式得：

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{b}{a} \quad (4a)$$

令 $\mu = \mu_r \mu_0$

真空中导磁系数 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米
 $= 12.56637 \times 10^{-7}$ 亨/米。

令 $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$

真空中介电系数 $\varepsilon_0 \simeq \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$ 法/米

ε_r 为相对介电系数, μ_r 为相对导磁系数。将 μ 、 ε 等式代入 (4a) 式得:

$$Z_0 = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (4b)$$

这就是我们常常用来计算同轴线特性阻抗的公式。特性阻抗的倒数称为特性导纳。

按前面取值的 μ_0 、 ε_0 所计算出来的光速为 3×10^8 米/秒, 与精确的实测光速有约万分之七的误差, 因而 (4b) 式也有相应的误差, 但在一般工程中仍被简便地使用。若在精确设计时, 则需考虑加以修正。最新精确测量出来的光在真空中的速度为: [16]

$$C_0 = 299,792,458 \pm 1.2 \text{ 米/秒}$$

设 $\mu_0 = 12.56637 \times 10^{-7}$ 亨/米

则精确的

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{35.9503\pi} = 8.854185 \text{ 法/米}$$

按此数值计算的同轴线单位长度的电容和电感以及特性阻抗的精确公式为:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= 55.632\epsilon_r \ln \frac{b}{a} && (\text{pF/m}) \\ L_1 &= 200,000\mu_r \ln \frac{b}{a} && (\text{pH/m}) \\ Z_0 &= \sqrt{\frac{L_1(\text{pH})}{C_1(\text{pF})}} && (\Omega) \\ &= 59.9584916 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r} \ln \frac{b}{a}} && (\Omega) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

在标准室温和标准大气压下，干燥空气的相对介电系数 $\epsilon_r = 1.0005364$ ，40%的相对湿度将使相对介电系数增加约 0.0001。

1.2 传输常数

均匀同轴线传输行波时，将相隔单位长度两处的行波电压振幅的比值取自然对数，称为衰减常数 α 。它表征传输线的衰减性能。经过单位长度行波电压的相移称为相移常数 β 。传输常数 $\gamma = \alpha + j\beta$ ，表征同轴线的传输性能。

根据长线理论， γ 可以计算如下：〔1〕

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \quad (6a)$$

当满足 $R_1 \ll \omega L_1$ 及 $G_1 \ll \omega C_1$ 时

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta \\ &= j\omega \sqrt{L_1 C_1} \left(1 + \frac{R_1}{j\omega L_1} \right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{G_1}{j\omega C_1} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\simeq j\omega \sqrt{L_1 C_1} \left[1 - j \left(\frac{R_1}{2\omega L_1} + \frac{G_1}{2\omega C_1} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{R_1^2}{8\omega^2 L_1^2} - \frac{R_1 G_1}{4\omega^2 L_1 C_1} + \frac{G_1^2}{8\omega^2 C_1^2} \right) \right] \end{aligned}$$

$$\therefore \quad \alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \\ = \frac{R_1}{2Z_0} + \frac{G_1}{2} Z_0 \quad (\text{奈培/米}) \quad (6b)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{2\omega L_1} - \frac{G_1}{2\omega C_1} \right)^2 \right] \quad (7a)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (7b)$$

将(3)式代入(7b)式得:

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (7c)$$

其中 c_0 为光速、 λ 为工作波长。

从(6)式可见同轴线衰减常数 α 是由 R_1 及 G_1 形成的。 R_1 与金属的导电损耗有关，我们可以把 $R_1/2Z_0$ 叫做导体引起的衰减常数 α_c 。而 G_1 与介质损耗有关，我们可以把 $\frac{1}{2}G_1 Z_0$ 叫做介质引起的衰减常数 α_d 。

由于趋肤效应，同轴线上高频电流集中于导体表面流过。根据电磁场理论，其趋肤深度 δ 为：〔11〕，〔8〕

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_c \sigma}} \quad (8)$$

其中 σ 、 μ_c 分别为导体的导电率与导磁系数。单位长度上内、外导体电阻 R_a 、 R_b 分别为：

$$R_a = \frac{1}{2\pi a \delta \sigma} \quad (9)$$

$$R_b = \frac{1}{2\pi b \delta \sigma} \quad (10)$$

$$\therefore R_1 = \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{2\sigma}} \cdot \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (11)$$

根据(6)式与(11)式, 导体引起的衰减常数 α_c 的计算公式可以写为:

$$\alpha_c = \frac{R_1}{2Z_0} = \frac{1}{2Z_0} \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{2\sigma}} \cdot \frac{1}{2\pi b} \left(1 + \frac{b}{a} \right) \quad (12)$$

可见 α_c 与导体导电率 σ 的平方根成反比, 而与工作频率的平方根成正比。

将(4b)式代入(12)式得:

$$\alpha_c = \frac{1}{240\pi} \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{2\sigma}} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu}} \cdot \frac{1}{b} \cdot \frac{1 + \frac{b}{a}}{\ln \frac{b}{a}} \quad (13)$$

在给定同轴线外导体的内半径 b 的情况下, 利用微分学可以求出使 α_c 最小的 b/a 值来。当 b/a 接近3.6时 α_c 最小, 也就是说同轴线特性阻抗选择为75 Ω 时 α_c 最小, 不过在 b/a 从3.2到6.2范围内, α_c 比最小值增大不到10%, 超出此范围 α_c 增大的速度变快。

用介质损耗角的正切可以表示介质的介电损耗, 由

$$G_1 = \omega C_1 \operatorname{tg} \delta_d$$

得
$$\alpha_d = \frac{G_1}{2} Z_0 = \frac{1}{2} Z_0 \omega C_1 \operatorname{tg} \delta_d$$

再将(3)式及(4b)式代入得:

$$\begin{aligned} \alpha_d &= 60\pi \omega \epsilon_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \operatorname{tg} \delta_d \\ &= 60\pi \cdot \frac{10^{-9}}{36\pi} \omega \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \operatorname{tg} \delta_d \\ &= 1.67 \times 10^{-9} \omega \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \operatorname{tg} \delta_d \text{ (奈培/米)} \quad (14a) \end{aligned}$$

$$\text{或} \quad \alpha_d = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \operatorname{tg} \delta_d \quad (\text{奈培/米}) \quad (14b)$$

其中 λ 为工作波长。可见 α_d 与介质损耗角的正切及相对介电系数和相对导磁系数的平方根成正比，还与工作频率成正比，而与同轴线两半径 a 、 b 的数值无关。衰减以分贝为单位，则需将奈培值乘以 8.686。图 1-2 是计算 α_d 的列线图。

1.3 高阶模的出现与同轴线使用频带

在已定尺寸的同轴线中，传输的电磁波频率升高到一定程度后，会在同轴线中激励起高阶模（波导型模）。各种较低次的波导型模的场结构如图 1-3。

同轴空气线中高阶模的截止波长与横截面的关系如图 1-4。

同轴线中截止频率最低的高阶模为 H_{11} 型，可以粗略地认为其截止波长 λ_c 为：

$$\lambda_c \simeq \sqrt{\epsilon_r} \pi (a + b) \quad (15a)$$

$$\text{或} \quad f_c = \frac{c_0}{\lambda_c} \simeq \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r} \pi (a + b)} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r} \pi b \left(1 + \frac{a}{b} \right)} \quad (15b)$$

其中 c_0 为光速。

同轴线通常只保持让 TEM 模传输，因此使用的最高频率 f_{max} 应稍低于最低的高阶模截止频率 f_c 。例如 $D=2b=7mm$ 的 50Ω ($b/a \approx 2.3$) 空气同轴线，其使用最高频率 f_{max} 应满足：

$$f_{max} < \frac{3 \times 10^{10}}{\pi \times 0.35 \left(1 + \frac{1}{2.3} \right)} = 18.7 \times 10^9 (Hz)$$

1. $\lg \delta_d = 0.0001 \sim 0.05$ 范围的列线图

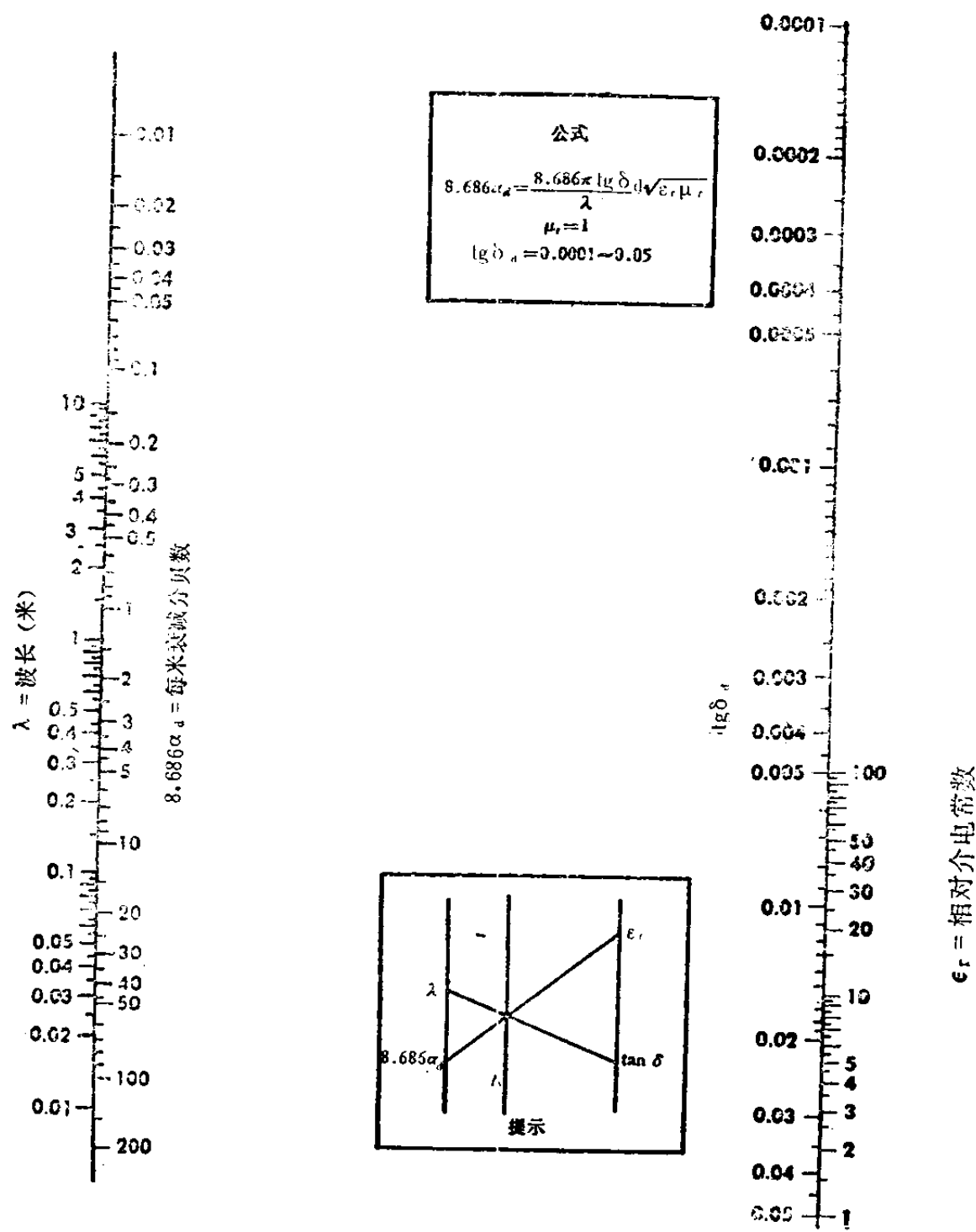


图 1-2(a) 计算单位长度介质损耗引起的衰减列线图之一

2. $\lg \delta_d = 0.05 \sim 50$ 范围的列线图

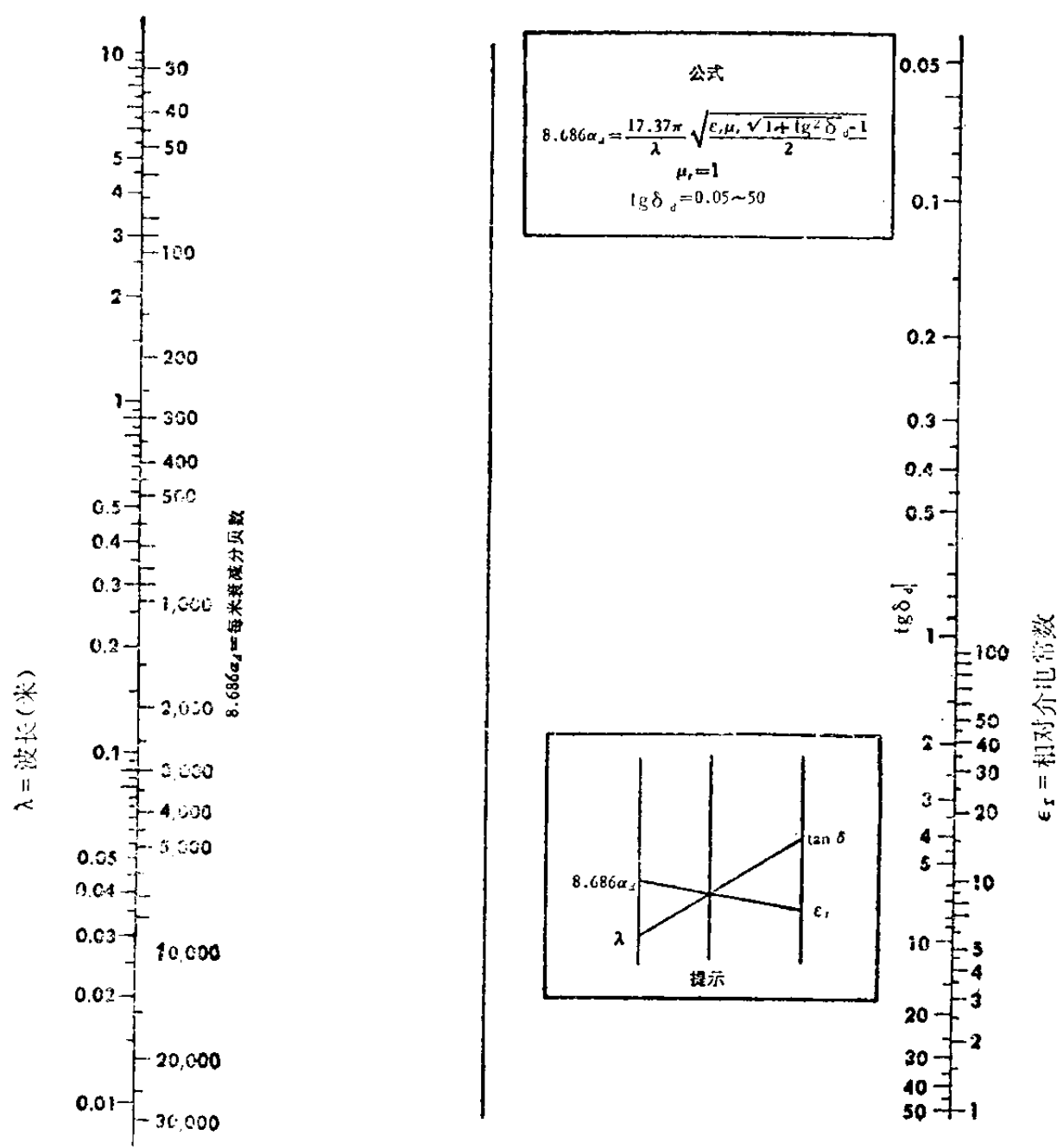


图 1-2(b) 计算单位长度介质损耗引起的衰减列线图之二

典型 TE 模的力线图和截止波长

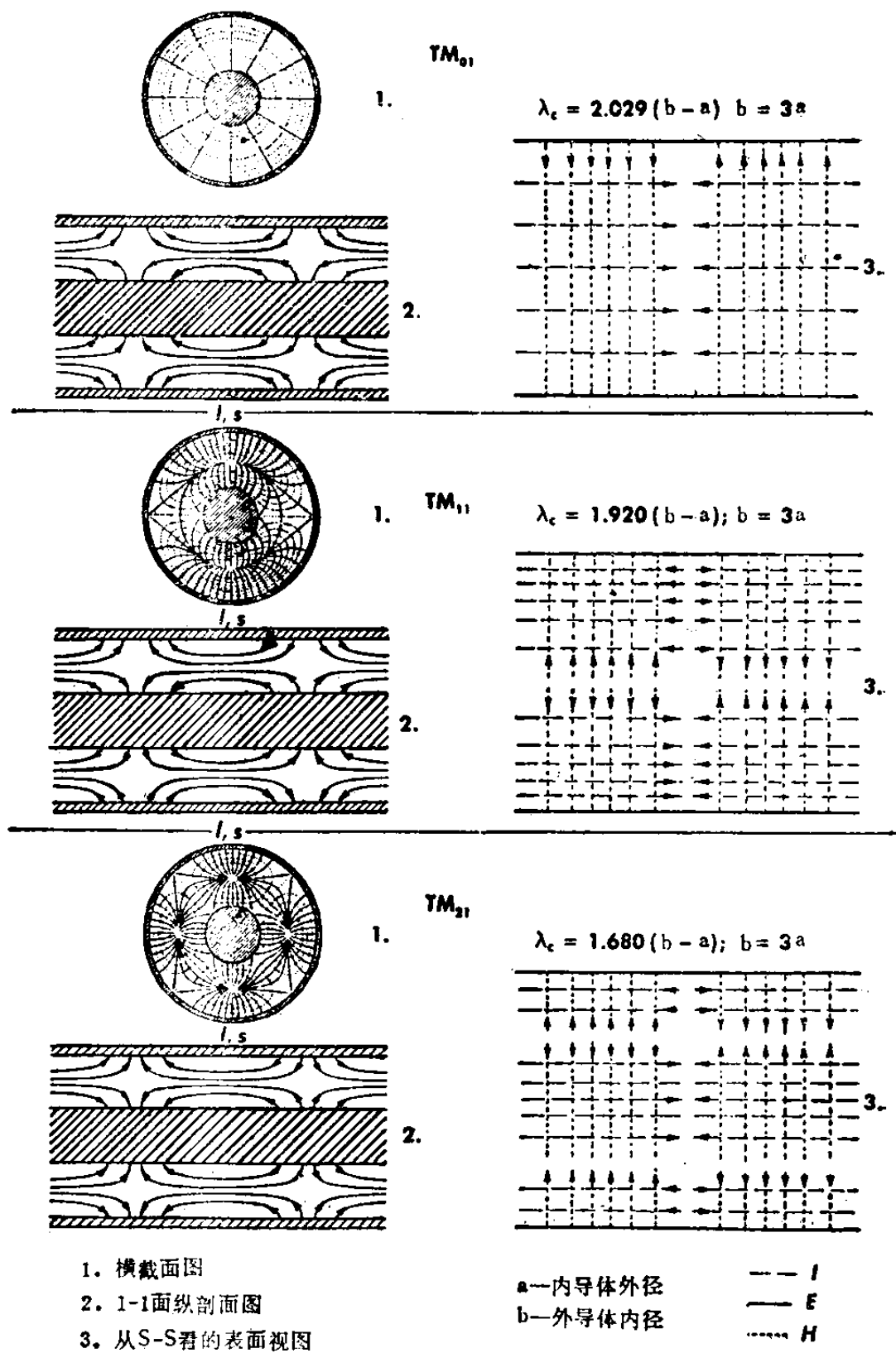


图 1-3(a) 同轴线中波导型模的场结构之一