

第3章

传输线与S参量

概要

- 集总参数电路与分布参数电路
- 传输线理论
 - 行波与特征阻抗
 - 传输线终端与 VSWR
- 传输线基本类型
 - 同轴线、带状线、微带线
- S 参数

多数微波系统的特征阻抗为 50Ω 。借用图 3.1 说明为何用 50Ω 作为标准值。理想的传输线组合应当具有高的功率传输能力和极低的损耗,但一般而言,两者很难同时兼顾。从图 3.1 中可以看出,当阻抗为 30Ω 时,有最佳功率传输能力;但最低损耗点却出现在 77Ω 处。取 50Ω 是对两个理想情况的折中,此时损耗相对较低并有足够的功率传输能力。必须说明,在有线电视系统中使用 75Ω 作为特征阻抗,这是由于有线电视系统的信号需要长距离传送,故电路损耗要尽可能低。

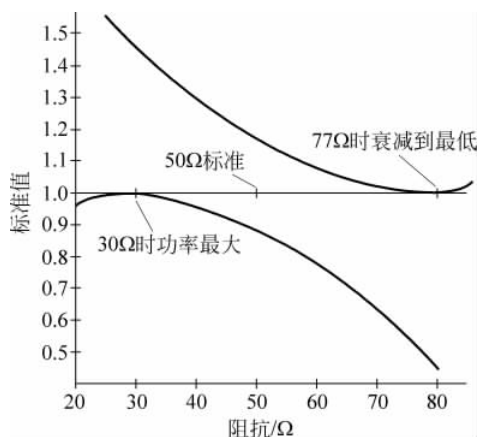


图 3.1 衰减和输出功率能力

3.1 低高频之间的差异分析

一般而言,如果 $L \ll \frac{\lambda}{10}$ (L 为电路尺寸, λ 为波长),就认为电路是集总电路,此时同一时刻,电路中电压与电流为常数,我们可以用集总参数理论来分析。如果 $L \gg \frac{\lambda}{10}$,认为是分布电路,同一时刻,电路中各处电压与电流将不相同,此时应当用传输线理论分析。

1MHz 波的波长为 300m,当它通过一实际物理尺寸电路时,由于波长足够长,而在电路中任何一点处电压值相同。而 1GHz 波的波长为 0.3m,当通过同一实际物理尺寸电路时,在电路中将允许许多波长通过,同一时刻电路中某点电压将存在差异,此时就不能作为集总参数元件考虑。

3.2 传输线的等效集总电路模型

- 在长度单元上, V 和 I 在某瞬间是恒定的。
- 传输线由无数个小的长度单元组成。

普通电路理论中,总是假定所有阻抗元件都是集总参数元件,但是当频率范围较大且传输距离较长时就不能按照集总电路来考虑。由于工作频率太高,短导体的电感及其周边的

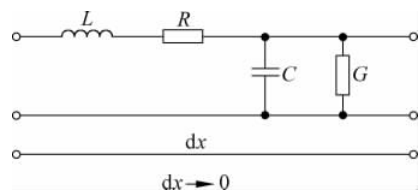


图 3.2 传输线的等效集总电路模型

电容效应就无法忽略。此时电感电容沿着导体分布总效应是各点效应的叠加。此时,波的波长小于传输线的实际物理长度,分布的参数便不能由集总参数等效电路代替,于是微波传输线的电压、电流、阻抗只能通过分布参数电路理论分析。如果线与线之间的间距小于信号波长,则只能作为波导分析。传输线的等效集总电路模型如图 3.2 所示。

3.3 行波方程与特征阻抗 Z_0

差分电压与差分电流

$$dV = (Rdx + j\omega Ldx)$$

$$dI = (Gdx + j\omega Cdx) \quad \text{令} \quad V(x+dx) \rightarrow V(x) \text{ at } dx \rightarrow 0$$

⇒

$$\frac{d^2 V}{dx^2} - r^2 V = 0 \quad r = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\frac{d^2 I}{dx^2} - r^2 I = 0$$

r 为复传播常数; α 为单位长度衰减常数; β 为单位长度相移常数。

行波方程与 Z_0 (如图 3.3 所示)。

$$V(x) = Ae^{-rx} + Be^{rx}$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0}e^{-rx} - \frac{B}{Z_0}e^{rx}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-}$$

A 为在 x 方向的复振幅； B 为在 $-x$ 方向的复振幅； e^{-rx} 为在 x 方向的波传播； e^{rx} 为在 $-x$ 方向的波传播。

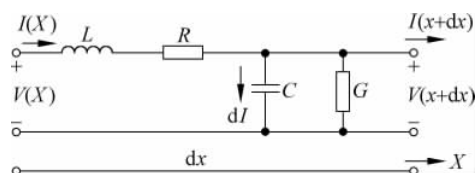


图 3.3 行波方程与特征阻抗 Z_0

3.4 反射系数 $\Gamma(x)$

$$\Gamma(x) = \frac{Be^{rx}}{Ae^{-rx}} = \frac{B}{A}e^{2rx} = \Gamma_0 e^{2rx}$$

其中 Γ_0 为负载反射系数，即

$$\Gamma_0 = \Gamma(0) = \frac{B}{A}$$

传输线的输入阻抗

$$V(x) = A(e^{-rx} + \Gamma_0 e^{rx})$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0}(e^{-rx} - \Gamma_0 e^{rx})$$

$$Z_{in}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{e^{-rx} + \Gamma_0 e^{rx}}{e^{-rx} - \Gamma_0 e^{rx}}$$

$$\text{当 } x=0 \text{ 时, } Z_{in}(0) = Z_L = Z_0 \frac{(1 + \Gamma_0)}{(1 - \Gamma_0)}$$

$$\text{当 } x=-d \text{ 时, } Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh rd}{Z_0 + Z_L \tanh rd}$$

如图 3.4 所示。

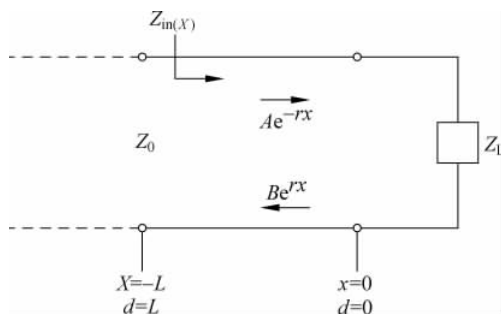


图 3.4 传输线终止在负载 Z_L

3.5 无耗传输线

在微波频段,传输线是无耗的。

$$R \ll \omega L \quad \text{且} \quad G \ll \omega C$$

传播常数

$$r = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega \sqrt{LC}$$

$$\alpha = 0, \quad \beta = \omega \sqrt{LC}$$

特征值 Z_0

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

$$\text{输入阻抗 } X = -d, Z_{\text{in}}(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tanh \beta d}{Z_0 + jZ_L \tanh \beta d}$$

传输线的终端

短路时, $Z_L = 0$

$$Z_{\text{SC}}(d) = jZ_0 \tanh \beta d$$

开路时, $Z_L = \infty$

$$Z_{\text{OC}}(d) = -jZ_0 \cot \beta d$$

阻抗匹配时, $Z_L = Z_0$

$$Z_{\text{in}}(d) = Z_0$$

3.6 四分之一波变压器

具有特征阻抗的线

$$Z_0 = \sqrt{Z_L Z_{\text{in}}}$$

电压驻波比向相反方向行进的两个波会产生驻波效应

$$|V(x)|_{\text{max}} = |A|(1 + |\Gamma_0|)$$

$$|V(x)|_{\text{min}} = |A|(1 - |\Gamma_0|)$$

$$\text{VSWR} = \frac{|V(x)|_{\text{max}}}{|V(x)|_{\text{min}}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|}$$

$$|\Gamma_0| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1}$$

$$d = \lambda/4 Z_{\text{in}} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

四分之一波变压器原理图如图 3.5 所示。

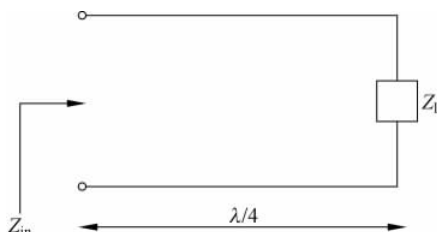


图 3.5 四分之一波变压器原理图

3.7 传输线的基本类型

3.7.1 基本传输线

任何能将电磁波从一个地方引导到另一个地方的物理结构都称为传输线。

在微波频段,传输线的构造是多种多样的。在低频段使用双线传输线。双线由绝缘材料间隔一定距离的两条平行导线组成,如图 3.6(a)所示。在微波频段的中频段以及高频电路的短距离的应用中,更倾向于使用同轴线。

同轴线由外部导体包围内部线缆,两者间用绝缘或电介质材料分隔开一定的距离,如图 3.6(b)所示。在更高频段,一般使用波导作为传输线。波导一般为一段环形或矩形中空管,如图 3.6(c)所示。对于内部组件的互连,一般使用带状线或微带线。带状线由被绝缘材料隔绝开的三条导线组成,如图 3.6(d)所示。微带线由被电介质隔绝开的两条导线组成,如图 3.6(e)所示。

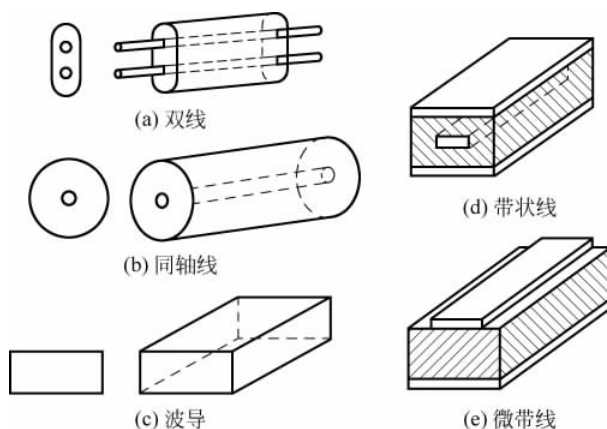


图 3.6 传输线的基本类型

3.7.2 开放双线(横电磁模式)

TEM 场模式(原理图如图 3.7 所示)。

$$Z \approx 120 \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \ln \frac{s}{a} = 276 \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \log \frac{s}{a} \Omega$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_R \epsilon_0 \epsilon_R}} = \frac{C}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R}}$$

TV 双引线(原理图如图 3.8 所示)。

$$1 < \epsilon_{\text{effective}} < \epsilon_R$$

开放双线传输一般限制频率在 500MHz 以下,其最广泛的应用之一是用于连接电视与天线之间的双引线。由于它在高频段时,当线有不连续或弯曲时会向外辐射能量,这种辐射导致了发射功率的损失,是不可接受的,因此不能用于更高频段。

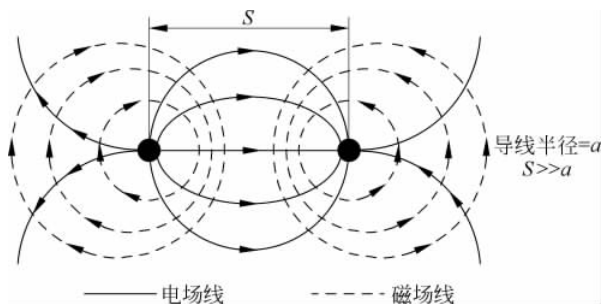


图 3.7 TEM 场模式原理图

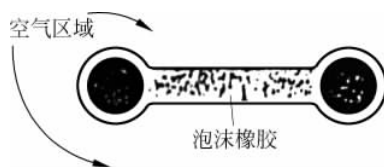


图 3.8 TV 双引线原理图

如果导体完全由介电常数等于 ϵ_R 的非磁性绝缘体包裹,则速度系数等于 $1/\sqrt{\epsilon_R}$ 。多数情况下,绝缘区域由两种或多种电介质材料组成。如图 3.8 所示,电视双引线由一层薄的泡沫橡胶分隔两条导线。速度系数介于 $1/\sqrt{\epsilon_R}$ 与 C 之间。由于电视双引线的绝缘区域是空气,因此其速度系数一般是接近 1 的(大于 0.9)。

3.7.3 有损电介质(损耗角正切)

电介质具有有限的导电性

$$Y = G + j\omega C = \omega C \tan \delta + j\omega C$$

$$\bullet C = \frac{A\epsilon_R\epsilon_0}{d}$$

$$\bullet \text{ 损耗角正切} = \frac{G}{\omega C} = \tan \delta$$

电介质的损耗程度

$$\text{对同轴线, } G = \omega C \tan \delta = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_R I}{\ln(b/a)} \omega \tan \delta。$$

所有的电介质都具有有限的导电性 δ 。在微波波段,这种耗散特性表现为材料的介电损耗角正切($C \tan \delta$),下面通过图中的平行板电容器说明其意义。如果电介质是有损的,必然有电抗 G 与电容 C 并联,有损电容器的交流导纳变为 $Y = G + j\omega C$,其中 $G = \sigma A/d$ 。利用

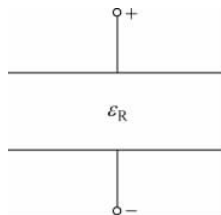
$$C = \frac{A\epsilon_R\epsilon_0}{d}, \text{ 则}$$

$$Y = \omega C \tan \delta + j\omega C$$

其中

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_R \epsilon_0}$$

需要注意的是,由于有损介质的电导是简单的电容性电纳(ωC)乘以材料的损耗角正切,多数情况下,该值略受频率和温度变化影响。电容原理图如图 3.9 所示。

图 3.9 电介质为 ϵ_R 的电容原理图

3.8 同轴线

3.8.1 TEM 波模式

单位长度电感与电容

$$L' = \frac{\mu_0 \mu_R}{2\pi} \ln \frac{b}{a} C' = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_R}{\ln(b/a)}$$

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} = 60 \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \ln \frac{b}{a} = 138 \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \ln \frac{b}{a} \Omega$$

与开放式的双线线路不同,同轴线中的电磁场被局限在同心导体之间,因此没有辐射损耗。出于这个原因,它被广泛用作高频传输线。在1960年以前,多数应用限制在3GHz以内,随着精密连接器 and 小型化线的普及,同轴线正被广泛应用在低功率的X波段和Ku波段,甚至在某些情况下高达Ka波段。

在高频段,趋肤深度 δ_s 远小于内导体半径和外导体厚度,因此,电磁场被限制在两导体间的绝缘区域。TEM波传输模式见图3.10。

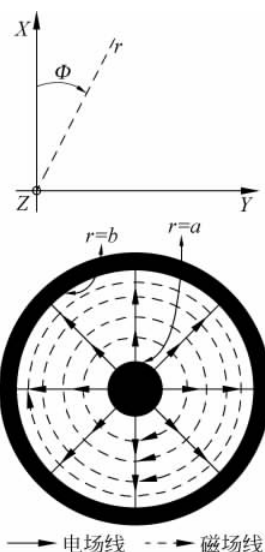


图 3.10 TEM 波传输模式

3.8.2 同轴线路单位长度衰减

单位长度并联电导

$$G' = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_R}{\ln(b/a)} \tan \delta$$

单位长度的串联电阻等于内导体与外导体的电阻之和,在高频下 $\delta_s \ll a$ 。

$$R' \approx \frac{1}{2\pi a \delta_s \sigma} + \frac{1}{2\pi b \delta_s} = \frac{a+b}{2\pi \delta_s \sigma}$$

低耗线单位长度损耗

$$\alpha \approx \frac{R'}{2Z_0} + \frac{G'Z_0}{2} = \alpha_c + \alpha_d$$

α_c 与 α_d 分别为由于导体和绝缘体的非理想性而分别引入的损耗。

$$\alpha_c = 13.6 \frac{\delta_s \sqrt{\epsilon_R} [1 + (b/a)]}{\lambda_0 b \ln(b/a)} \text{dB/length}$$

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\sqrt{\epsilon_R}}{\lambda_0} \tan \delta \text{dB/length}$$

δ_s 为金属材料的趋肤深度, $\tan \delta$ 为绝缘体损耗角的正切值。

3.8.3 同轴线中高次模的传播

TE₁₁ 模式,所有高次波中最低次的波。

截止波长与截止频率

$$\lambda_c \approx \pi(a+b)$$

$$f_c = \frac{u}{\lambda_c} \approx \frac{C}{\pi(a+b) \sqrt{\mu_R \lambda_R}}$$

场分布如图 3.11 所示。

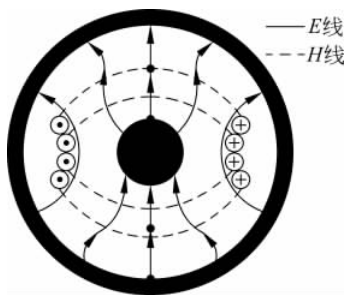


图 3.11 同轴线传播高次模的场分布图

其中 $\lambda_c \approx \pi(a+b)$, a 为内导体的半径, b 为外导体的内半径。

电磁波在同轴线中的传播模式是 TEM 模。多数同轴组件(如探测器、衰减器、滤波器)都是基于输入信号为 TEM 模而设计的。然而,也有其他使电磁波沿同轴线传播的模式,即高次模传播。只有在信号频率超过某特定值时,这些高次模才可以传播。此频率值称为截止频率,用 f_c 表示。当频率低于该值时,信号随着传播而衰减。通过同轴线结构的边界条件与麦克斯韦方程组,可以求解这些波的场模与截止频率。

本书不对求解过程进行叙述。但是, TE_{11} 波的近似表达式可以通过类比矩形波导中截止频率的求解过程求解。当 $b/a < 7$ 时,由此方法求得的近似值精度在 5% 之内,见式(3.1)。

$$\lambda_c \approx \pi(a+b) \quad \text{且} \quad f_c = \frac{v}{\lambda_c} \approx \frac{C}{\pi(a+b) \sqrt{\mu_R \lambda_R}} \quad (3.1)$$

TE_{11} 的重要性体现在其截止频率比任何其他高次模都要低。图中为该模的磁场示意图。

3.9 高次模传播在功率传输中的作用

最大工作频率

$$f_{\max} < f_c = \frac{C}{\pi(a+b) \sqrt{\mu_R \lambda_R}}$$

在同轴线传输中,我们希望传导的只是 TEM 模而没有其他高次模,这点可以借助图 3.12 说明。图 3.12(a)中的系统包括稳定功率源、变频发生器、同轴传输线与功率计;图 3.12(b)中为一个典型输出功率与频率的关系曲线。当频率发生器的频率提高时,输出功率会因趋肤效应与介电损失而降低。如图 3.12(b)所示再次提高频率,会导致输出功率在某些窄带内迅速降低。这种类似谐振损失由于在同轴线中以高次模传播引起,尤其是 TE_{11} 波。

当信号进入同轴线路,部分功率被从 TEM 波转换为 TE_{11} 波。当频率远高于 TE_{11} 模的截止频率时,这部分功率会被传输到输出端。由于功率计被设计为只接收 TEM 信号,因此大部分 TE_{11} 模功率被反射回输入端然后又反射回来。对特定电气长度 $B1$,多重反射会达到谐振状态并伴随高损耗。为避免这种情况,使用同轴电缆时,信号频率应低于 TE_{11} 的截止频率。用 $f_{\max}$ 表示最大工作频率,则由式(3.1)有

$$f_{\max} < f_c = \frac{C}{\pi(a+b) \sqrt{\mu_R \lambda_R}} \quad (3.2)$$

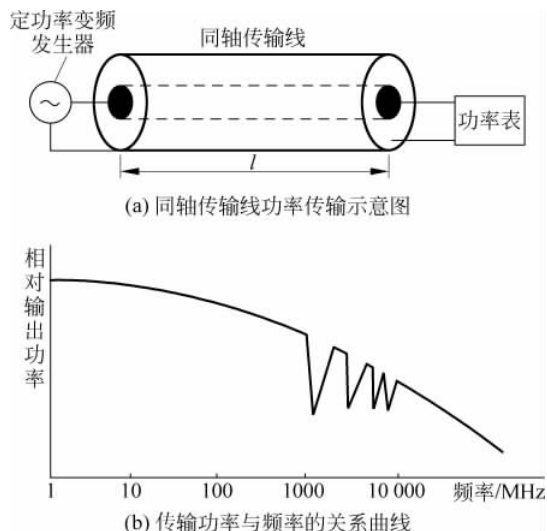


图 3.12 高次模传输线原理图及其频率功率关系曲线

3.10 对称带状线

3.10.1 TEM 波磁场分布

TEM 波磁场分布为：

$$V = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_R}}, \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_R}}$$

C, λ_0 为光在自由空间中的光速与波长。

带状线一般用于复杂微波系统与组件的设计与构建。一般,带状线由一个或两个在其一侧刻蚀理想电路的敷铜电介质薄层组成。其最主要的优势在于制造时所使用的刻蚀技术准确而经济。

在过去 25 年中,绝大多数带状传输系统中使用对称配置,这种配置通常称为带状线。如图 3.13(a)所示为带状线结构及其 TEM 模剖视图。注意其模示意图与同轴线的类似性。在中心与一对接地平面之间接入电压,电流就会从中心流出并经接地平面返回。尽管该结构的两侧是开放式的,但它基本上是一个无辐射传输线。然而,在实践中,线中任意不平衡都将导致能量从两侧辐射出去。为了防止这类情况,任一接地平面的螺钉或铆钉是彼此短路的,如图 3.13(b)所示。调整短路螺钉的数量和彼此间距可以使传输线在所需频率范围内阻止高次模的传播。

3.10.2 带状线的特征阻抗

对均匀电介质中的场,TEM 模的速度、波长、相移常数由 TEM 波方程给出。特征阻抗可以由其方程导出,也就是

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{C'}} = \frac{\sqrt{\mu_R \epsilon_R}}{3 \times 10^8 C'} \Omega$$

其中 C' 为单位长度电容, 于是求解高频特征阻抗就变成求解带状线单位长度电容。现有文献中有许多近似求解方法, 其中科恩所提出的方法使用最为广泛。其结果如图 3.14 所示。由于带状线通常使用一对印刷电路板构成, 通常情况下厚度 t 为 1in 的千分之几, b 值为 $1/16 \sim 1/4\text{in}$, 因此这种结构的 Z_0 值一般介于 $10 \sim 100\Omega$ 。

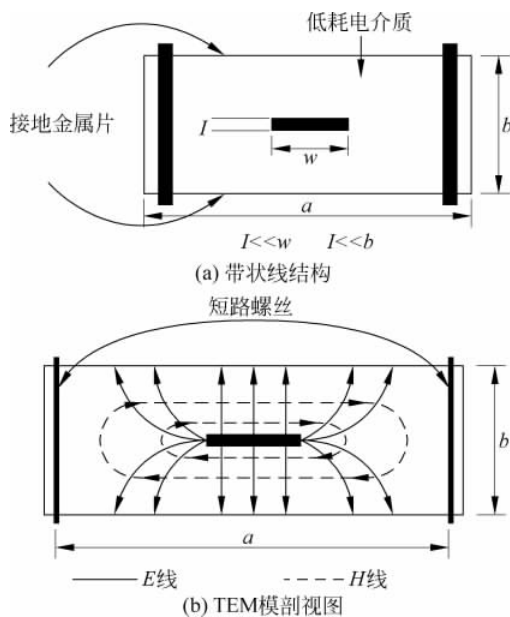


图 3.13 带状线结构和其 TEM 模剖视图

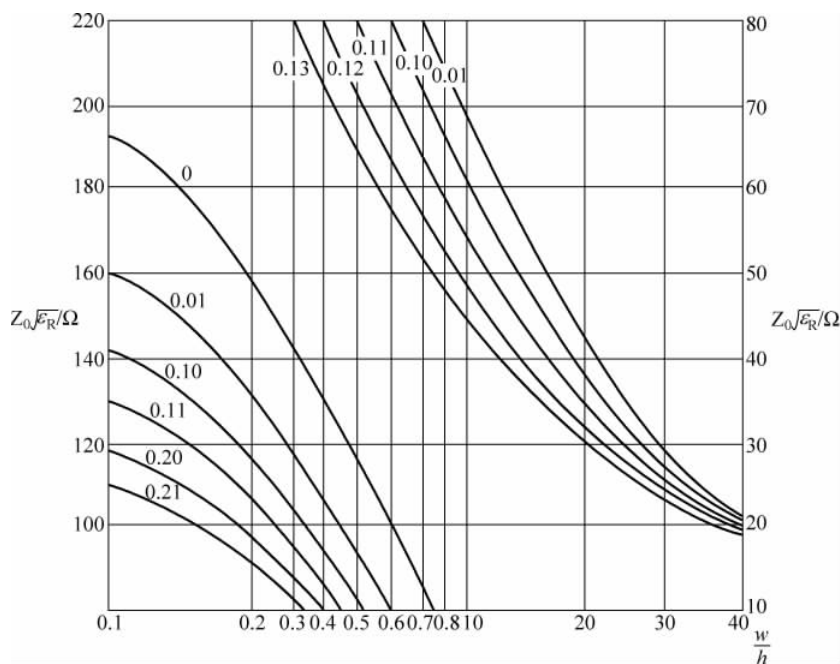


图 3.14 带状线的特征阻抗

3.10.3 两个高阶带状线模

波导模

$$\text{横向模式 } a < \frac{C}{2f_{\max}\mu_R\epsilon_R} = \frac{\lambda}{2}$$

$$\text{纵向模式 } b < \frac{C}{2f_{\max}\mu_R\epsilon_R} = \frac{\lambda}{4}$$

可以通过调整地面空间来抑制该模。

同其他类型传输线一样,带状线也能以其他模式传输电磁信号。为确保在所要求频率范围内只有 TEM 模传播,必须限制带状线的横向尺寸,即通过选择合适的尺寸以使高次模的截止频率大于实际最大工作频率即 $f_{\max}$ 。在这里,存在如图 3.15 所示的两种比较麻烦的高次模式,图中左侧的模式类似于同轴线中的 TE_{11} 波,有时可以称之为带状线的波导,用 $f_{\max}$ 表示最高需要频率,可以用短路螺丝来抑制该波。此时选择尺寸为

$$a < \frac{C}{2f_{\max}\mu_R\epsilon_R}$$

将这些抑制物以 $\lambda/8$ 作为间隔放置在传输线上, λ 由最高工作频率得出。如图 3.15 所示波发生得并不像波导那样频繁,并且可以通过调整地层与空间层的间距来消除。此时间距为

$$b < \frac{C}{4f_{\max}\mu_R\epsilon_R}$$

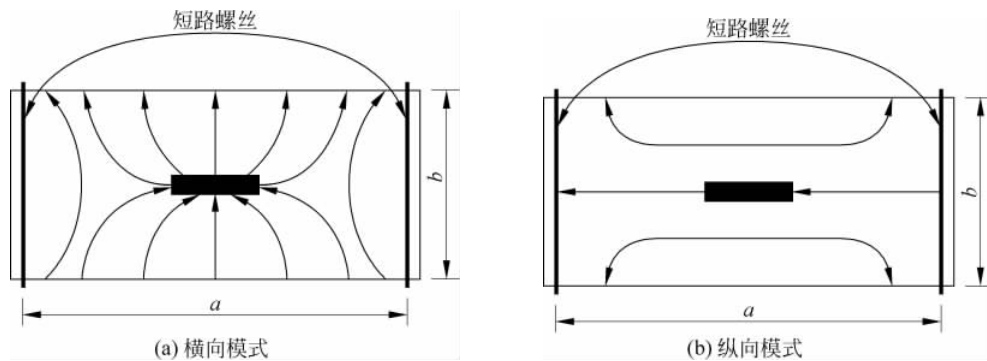


图 3.15 两个高阶带状线模

3.11 非对称带状传输线(微带线)

准 TEM 波,两种不同材料(空气和电介质),存在纵向电场组件。

易于做出细微调整。

现场模式。

由于低功耗、高介电常数的优良特性,微带线的应用正越来越普及,尤其是在微波集成电路制造中。微带线由一个薄的导体和接地平面组成,两者中间由低损耗电介质隔开,如

图 3.16 所示为准 TEM 模的剖视图。由于可以轻松到达表面,故可以很方便地在其顶部安装分立器件和为微带电路做出细微调整。三种常用的介电材料包括氧化铝、石英和 Duroid·杜罗艾德铬合金钢。Duroid 是罗杰斯公司的一个注册商标。严格地说,该波中不存在横向电磁波。事实上,上述绝缘区域由两种不同材料构成(空气和电介质),并且需要存在纵向电场组件。

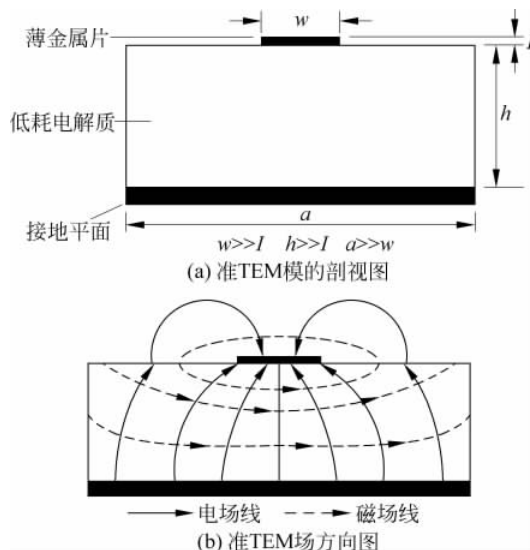


图 3.16 一种非对称的带状传输线(微带线)和准 TEM 场方向图(剖视图)

3.11.1 封闭微带配置

用于阻止辐射损失。

高 ϵ_R 可以减少空间区域场分布。

微带电路和微带元件都是用印刷电路技术制造的。当把半导体器件集成到微带结构中时,常常用硅($\epsilon_R = 11.8$)作电介质。高 ϵ_R 材料的使用可以减少导体上方空间区域边缘的场。多数情况下,上方空间距金属导体距离大于 $2h$ 处的场可以忽略不计。为防辐射损失,需要将微带电路整体放置在金属外壳内,如图 3.17 所示。

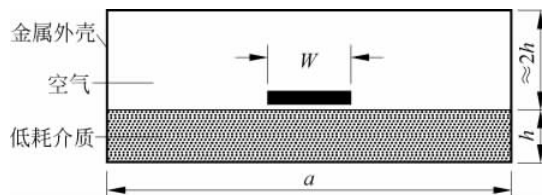


图 3.17 封闭微带配置

3.11.2 有效介电常数(ϵ_{eff})

$$1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_R, \quad \epsilon_{\text{eff}} \propto \frac{w}{h}$$

$$V = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

由于微带线绝缘部分包含多种电介质,因此纯 TEM EQS 不能用于计算传播速度和波长。由于在空气和电介质中都有场存在,可以假设波长的实际值介于 λ_0 与 $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_R}$ 之间,事实亦如此。对于很宽的微带线宽度(w),空气中的场可以忽略不计,波长逼近 $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_R}$ 。一些研究人员对微带配置进行了分析,数据显示对几个介电常数值,归一化波长(λ/λ_0)是宽高比(w/h)的函数。函数曲线关系如图 3.18 所示。

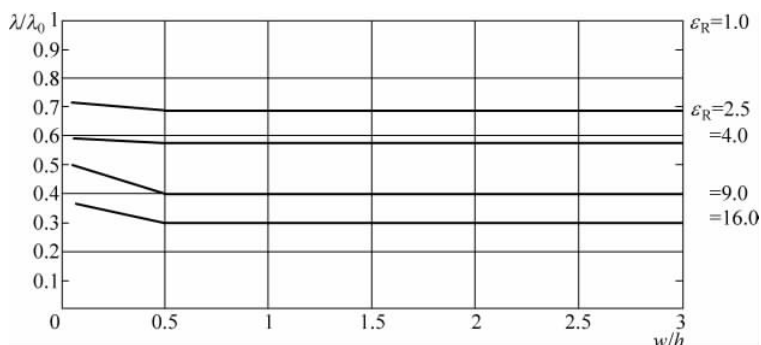


图 3.18 有效介电常数

有效介电常数(ϵ_{eff})对非均匀绝缘区的传输线是个非常有用的概念。其值等于单位长度的静态电容值。然后通过假定一个统一的介电常数(ϵ_{eff})来求解波速、波长和线特征阻抗。

3.11.3 微带线特征阻抗

特征阻抗对 w/h 的变化曲线如图 3.19 所示。图中假设电介质是非磁性的且微带线厚度可以忽略。图中的数据基于布莱恩特和魏斯的理论,他们分析了在微带线中包括或不包括电介质时单位长度的容值。电容比率定义为有效电介质的比率,或者说微带线有效电介质。传输速率由 $V = C/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ 给出,于是有

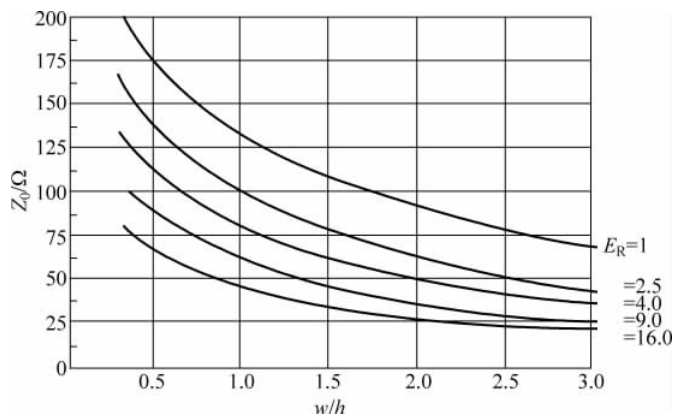


图 3.19 微带线特征阻抗

$$\frac{v}{c} = \frac{\lambda}{\lambda_n} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

一旦 ϵ_{eff} 的值确定, 则特征阻抗 $Z_0 = \frac{1}{\sqrt{C}}$ 的值也就确定了。对高 ϵ_R 材料, 多数能量集中在电介质区域, 且 ϵ_{eff} 的数值接近 (但略低于) ϵ_R 。

3.11.4 微带线中高次波的抑制

$$h < \frac{c}{4 f_{\max} \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$w < \frac{c}{2 f_{\max} \sqrt{\epsilon_R}}$$

与其他传输线一样,微带线中也可能会存在高次模。特别需要关注的是介于接地平面与介电材料之间的 TE 和 TM 表面波。当 $\epsilon_R \gg 1$, 这些波产生的影响可以通过使介电质层厚度低于在最高工作频率 ($f_{\max}$) 时波长的 $1/4$ 来使其最小化。对非磁性电介质,

$$h < \frac{c}{4 f_{\max} \sqrt{\epsilon_r}}$$

正如带状线一样,在微带线中 TE 模也是很麻烦的一种情况。为了尽量减小其影响,必须限制线的宽度,即

$$w < \frac{c}{2f_{\max} \sqrt{\epsilon_R}}$$

以上都是近似限制,在一些资料中有更精确的限制说明,读者可以自行查阅。

3.12 其他类型传输线

(A) 悬浮基底微带线

特征, $\epsilon_{\text{eff}} \approx 1$, TEM 模式传播, 用于高频情况, 尺寸公差要求不那么严格。

如图 3.20 所示,为三个利用印刷电路技术的传输线系统以及其 TEM 模电场分布示意图。图 3.20 中的悬浮基底带状线是一种对称配置,其两条线处于同一电位;其主电场位于空气中,电介质部分仅存在很小的边缘场。这种结构本质上是一个空气绝缘的带状线,这就意味着,其介电损失 α_d 可以忽略。由于 ϵ_{eff} 实际上是统一的,横向尺寸和波长大于在相应电介质的填充带状线,尺寸公差也就变得不那么严格,因此这在高频应用中很有优势。总之,悬浮衬底技术为制造工作频率高达 20GHz 的复杂带状线系统提供了一种准确和经济的解决方案。

(B) 槽线

TE 模式。

合并铁氧体元件。

(C) 共面线

很容易实现串联和并联连接。

合并铁氧体元件。

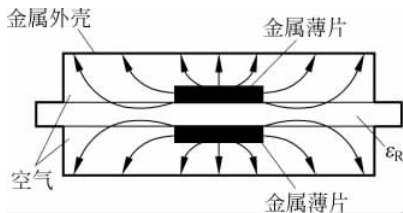


图 3.20 悬浮带状基板

如图 3.21 所示的传输线称为槽线,在微波集成电路中可以用它来替代微带线。例如,当电场如图 3.21 所示时,可以轻易将设备并联到该线上,而微带线需要与设备相串联。此外,在槽线中容易得到高 Z_0 值,相比而言,在微带线中比较容易得到低 Z_0 值。另外,槽线传输中,磁场(图中未标注)在传播方向上有很强的分量,因此主要的传输波不是 TEM 模而是 TE 模。该特性尤其适用于需要引入非互易铁氧组件的系统。Cohn 等人对槽线做了深入的研究,并在相关论著中提供了关于波速、波长和特征阻抗的详细设计信息。

如图 3.22 所示为共面线,两侧各由一个接地平面的薄金属片组成,图中还描绘了其电场的大致分布。对此 Wen 与 Davis 做了深入研究,认为该结构结合了微带线和槽线的优点。例如,在共面线中,串联与并联都可以方便地实现,此外,由于其内部存在一个纵向磁场分量,因此可以实现不可逆铁氧体。

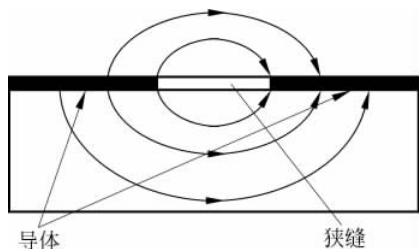


图 3.21 槽线

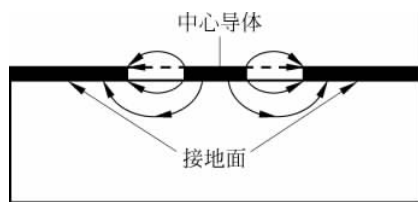


图 3.22 共面线

(《微波工程》对共面波导的解释如下。共面波导类似于槽线,可以看作槽线的一种,其槽中央具有第三条导体。由于这种附加导体的存在,这种类型的传输线可以支持偶或奇的准 TEM 模,这取决于两槽之间的电场(E)是反向还是同向的。因为存在中心导体与接地平面之间的封闭区域,所以共面波导对于加工制造有源电路特别有用。)

3.13 网络特性

3.13.1 传统网络

H 参量

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{12}I_1 + h_{22}V_2$$

Y 参量

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

Z 参量

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

双端口器件(如图 3.23 所示)可以由一系列参数组描述,例如我们很熟悉的 H 、 Y 、 Z 参数组。所有这些



图 3.23 传统双端口网络

参数组都是关于端口总电流和总电压的函数,这就是网络参量。

不同参数组的差别仅在于其自变量和因变量的选取不同。这些参数都是用来联系变量的常量。

3.13.2 H 参量测量

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \bigg|_{V_2=0} \quad h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \bigg|_{V_2=0}$$

$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \bigg|_{I_1=0} \quad h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \bigg|_{I_1=0}$$

对高频域,需要考虑以下问题。

V 与 I 不容易测量;

开路和短路不易实现;

有源器件开路、短路时会产生振荡。

下面通过 H 参数来说明如何测量这些参数组。 h_{11} 测量时需要使 $V_2=0$, 即得到网络输出端口短路, 然后测量 V_1 与 I_1 的比值, 即网络的输入阻抗。 h_{12} 通过使 $I_1=0$ 测量 V_1 与 V_2 的比值, 即此时输入端口开路。在这些测量时, 开路与短路都必不可少。

当 H 参量应用在高频甚至更高频率下时, 就会出现如下诸多问题。

网络端口的总电压与总电流并不容易测量;

在较宽频带范围内, 开路和短路不易实现;

有源器件(如晶体管和隧道二极管)在开路或短路中会产生振荡而使电路不稳定。

3.13.3 双端口网络传输线

S 参数与双端口网络

在如图 3.24(a)所示电路的源极和负载之间插入一个双端口网络, 将得到如图 3.24(b)所示的电路。此时, 对任意起源于源端的行波, 都有来自源端的波(入射波 a_1)的一部分会被反射回去(b_1), 另一部分会通过双端口网络继续传输。

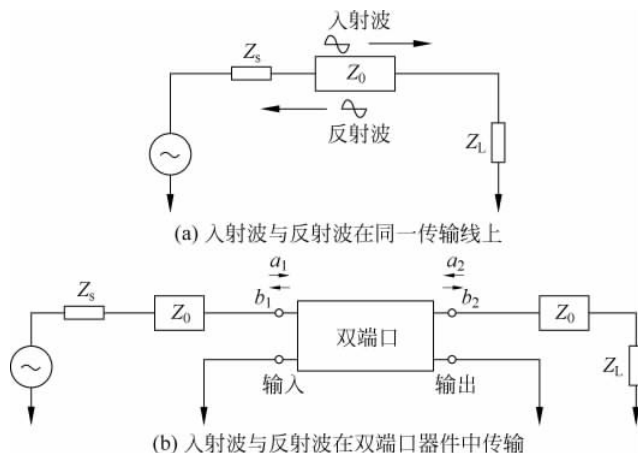


图 3.24 入射波和反射波在传输线与双端口器件中的传输对比

传输信号的一部分会被负载端反射回去,而成为双端口网络输出端的入射波(a_2);信号 a_2 的一部分会被反射回负载,另一部分会经双端口网络而被传输回源端。

3.13.4 二端口网络的 S 参数

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

S_{11} 为输出端匹配时的输入端反射系数, $Z_L = Z_0$;

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

S_{21} 为输出端匹配时的正向传输系数;

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

S_{22} 为输入端匹配时的输出端反射系数, $Z_s = Z_0$;

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

S_{12} 为输入端匹配时的反向传输系数。

S 参数在网络中的表示如图 3.25 所示。

通过 S 参数的定义可以很明确地看到其优点。它们使用匹配的终端测量(即 $a_1=0$ 或者 $a_2=0$)。例如,为测量 S_{11} ,我们需要在输出端匹配的情况下(即 $a_2=0$),求解 b_1 与 a_1 在输入端的比值。通过在输出端连接一阻

抗值等于传输线特征阻抗的阻抗来实现 $a_2=0$,此时负载处的行进波将被完全吸收而不会反射回去。

定义变量的关系是恒定的。

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$|a|^2$ 为端口入射功率, $|b|^2$ 为端口反射功率。

简单回顾传输线特性后,我们在线中插入一双端口网络(如图 3.26 所示)。现在,有更多的行波将是相关联的。考察 E_{r2} ,可知它由从网络输出端反射的部分 E_{i2} 以及通过网络的部分 E_{i1} 组成。类似地,其他的波都是由另外两个波合成的。

需要注意的是,这些振幅变量的平方项具有功率的量纲, $|a_1|^2$ 可以认为是端口 1 的入



图 3.25 二端口网络的 S 参数

射功率, $|b_1|^2$ 可以认为是端口 1 的反射功率。我们称这些新的波为行功率波而非行电压波。

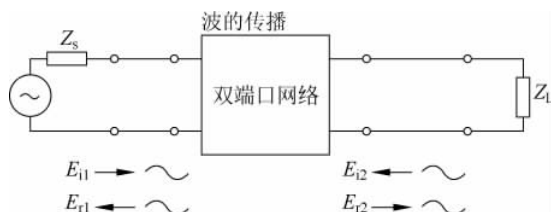


图 3.26 波的传播图示

3.14 多端口网络

S 参量的数目 $= N^2$ (N 为端口数量)

概念及其测量同双端口网络。

N 端口网络矩阵

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}$$

到目前为止,我们仅考虑了二端口网络,这些概念可以扩展到多端口网络。例如,如果要表示一个三端口网络,则需要 9 个参数。在测量端口 1 的反射系数 S_{11} 时,需要端口 2 和端口 3 处分别匹配(连接一阻抗值等于传输线特征阻抗的阻抗)以确保 $a_2=0, a_3=0$ 。我们可以类似地让其中两个端口终止,而测量第三个端口的相关 S 参量。

在双端口网络和三端口网络中使用的规则同样适用于 N 端口网络(如图 3.27 所示)。表征这些更复杂网络所需要的参量数等于端口数目的平方,但参数的概念和测量方法都是相同的。

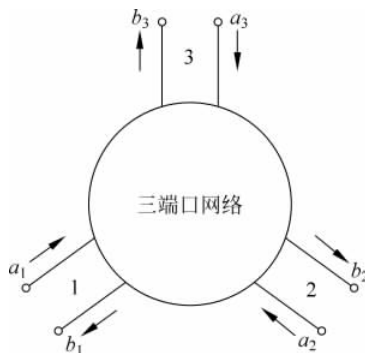


图 3.27 多端口网络图示