微波技术基础

1 绪论

1、微波的频率(P1)，微波的波段(P2)

2 传输线理论

2.1 传输线方程的解

1、长线理论和相关概念
2、长线方程（或传输线方程）的解
3、解长线方程得到电压波和电流波的表达式，三种边界条件会得到不同的表达形式

2.2 长线的参量

1、长线的特性参数（特性参数指由长线的结构、尺寸、填充的媒质及工作频率决定的参量，和负载无关的参数）

1）特性阻抗 Z_0 (P15)： $Z_0=\frac{U^+}{I^+}=-\frac{U^-}{I^-}=\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}\approx\sqrt{\frac{L}{C}}$

2）传播常数 γ (P13)： $\gamma=\alpha+j\beta$，通常情况下衰减常数 $\alpha=0$，则 $\gamma=j\beta$。

3）相速度 v_p 和相波长 λ_p (P14)：通常 $\lambda_p=\lambda=\frac{2\pi}{\beta}=\frac{v_p}{f}$

根据相速度的定义 $v_p=\frac{\omega}{\beta}=\frac{2\pi f}{\beta}$，而 $\beta=\omega\sqrt{LC}$ (P13)，因此 $v_p=\frac{1}{\sqrt{LC}}$

在这里出现了波的色散特性的描述。

2、长线的工作参数

1）输入阻抗 Z_{in}： $Z_{in}=\frac{U(z)}{I(z)}=Z_0\frac{Z_L+jZ_0\tan(\beta z)}{Z_0+jZ_L\tan(\beta z)}$

这个公式有多种变形：

① $Z(z+d)=Z_0\dfrac{Z(z)+jZ_0\tan\beta d}{Z_0+jZ(z)\tan\beta d}$

当 $d=n*\lambda/2$ 时，$Z(z+d)=Z(z)$，均匀无耗线具有 $\lambda/2$ 的周期性。

当 $d=n*\lambda/2-\lambda/4$ 时，$Z(z+d)*Z(z)=Z_0^2$，均匀无耗线具有 $\lambda/4$ 的阻抗变换特性。（感性 $\leftrightarrow$ 容性，开路 $\leftrightarrow$ 短路，大于 $Z_0 \leftrightarrow$ 小于 Z_0）

当终端 $Z_L=Z_0$ 时，任意位置的输入阻抗都为 Z_0。

② 输入导纳 $Y_{in}=\dfrac{I(z)}{U(z)}=Y_0\dfrac{Y_L+jY_0\tan(\beta z)}{Y_0+jY_L\tan(\beta z)}=\dfrac{1}{Z_{in}}$，其中 $Y_0=\dfrac{1}{Z_0}$，$Y_L=\dfrac{1}{Z_L}$(P20)

2）反射系数 $\Gamma(z)$（这里反射系统通常指电压反射系数）：

$\Gamma(z)=\dfrac{U^-(z)}{U^+(z)}=\dfrac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}e^{-j2\beta z}$（反射系数是一个复数）

（电流反射系数 $\Gamma_i(z)=\dfrac{I^-(z)}{I^+(z)}=\dfrac{Z_0-Z_L}{Z_0+Z_L}e^{-j2\beta z}=-\Gamma(z)$）

由于 $\Gamma_L=\dfrac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}=|\Gamma_L|e^{j\phi_L}$，因此 $\Gamma(z)=|\Gamma_L|e^{-j(2\beta z-\phi_L)}$(P21)

输入阻抗和反射系数之间的关系：$Z(z)=Z_0\dfrac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)}$，$\Gamma(z)=\dfrac{Z(z)-Z_0}{Z(z)+Z_0}$。

因此均匀无耗传输线，各点反射系数的模值相等，只是相角沿传输线变化。各点处的反射系数与输入阻抗是一一对应的映射关系。（史密斯圆图的依据）

3）驻波比 ρ：定义在(P22)

$\rho=\dfrac{|U(z)|_{\max}}{|U(z)|_{\min}}=\dfrac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|}$，所以 $1\le\rho<\infty$，$|\Gamma_L|=\dfrac{\rho-1}{\rho+1}$，$0\le|\Gamma_L|\le1$

行波系数 $K=\dfrac{1}{\rho}=\dfrac{|U(z)|_{\min}}{|U(z)|_{\max}}$

2.3 均匀无耗线的工作状态

均匀无耗线的工作状态都是通过电压波和电流波的关系得到的，因此在各种状态的分析中，电压波和电流波的情况需要了解的。

1、行波状态

1）特点：$Z_L = Z_0$，无反射，终端处于匹配状态。

2）参数：$Z(z) = Z_0$，$\Gamma(z) = 0$，$\rho = 1$，$K = 1$

2、驻波状态

由于终端是开路、短路或者连接纯抗性负载。
电压和电流在时间相位上相差π/2，即时间相差 T/4，故线上无能量传输，只是线上能量发生交换。
电压与电流在空间分布上也相差π/2。
波节点和波腹点的概念。(P22)

① 终端短路

特点：终端处电压为 0，处于电压波节点，电流波腹点。

在 1，3，5…个 $\lambda/4$ 内 $Z(z)$ 为感抗，在 2，4，6…个 $\lambda/4$ 内 $Z(z)$ 为容抗。

$\beta z = n\pi$ 时，$Z(z) = 0$ 为串联谐振，$\beta z = n\pi + \frac{\pi}{2}$ 时，$Z(z) = \infty$ 为并联谐振。

参数：$Z(z) = jZ_0 \tan \beta z$（是纯电抗）

$\Gamma(z) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = -e^{-j2\beta z}$，$|\Gamma_L| = 1$，$\phi_L = -\pi$

$\rho = \infty$，$K = 0$

② 终端开路

特点：终端处电压为最大，处于电压波腹点，电流波节点。

在 1，3，5…个 $\lambda/4$ 内 $Z(z)$ 为容抗，在 2，4，6…个 $\lambda/4$ 内 $Z(z)$ 为感抗。

$\beta z = n\pi$ 时，$Z(z) = \infty$ 为并联谐振，$\beta z = n\pi + \frac{\pi}{2}$ 时，$Z(z) = 0$ 为串联谐振。

参数：$Z(z) = -jZ_0 \cot \beta z = jZ_0 \tan \beta (z + \lambda/4)$（是纯电抗）

$\Gamma(z) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = e^{-j2\beta z}$，$|\Gamma_L| = 1$，$\phi_L = 0$

$\rho = \infty$，$K = 0$

③ 终端接纯抗性负载

接感性负载时：

$\Gamma(z) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = \frac{jX_L - Z_0}{jX_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = e^{j\phi_L} e^{-j2\beta z}$，$|\Gamma_L| = 1$，

$\phi_L = \arctan\left(\dfrac{2X_L Z_0}{X_L^2 - Z_0^2}\right)$， $\rho = \infty$， $K = 0$

接容性负载时：

$\Gamma(z) = \dfrac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = \dfrac{-jX_L - Z_0}{-jX_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = e^{j\phi_L} e^{-j2\beta z}$， $|\Gamma_L| = 1$，

$\phi_L = \arctan\left(-\dfrac{2X_L Z_0}{X_L^2 - Z_0^2}\right)$， $\rho = \infty$， $K = 0$

延长线段法：

感性负载可用延长一段短路线来替代，长度l_e为：

$jZ_0 \tan\beta l_e = jX$，所以：$l_e = \dfrac{\lambda}{2\pi}\arctan\dfrac{X}{Z_0}$

容性负载可用延长一段开路线来替代，长度l_c为：

$-jZ_0 \cot\beta l_c = -jX$，所以：$l_c = \dfrac{\lambda}{2\pi}\mathrm{arc}\,ctg\dfrac{X}{Z_0}$

其中，$0 < l_e, l_c < \lambda/4$。

3、行驻波状态

如果终端负载为 $R_L \pm jX_L$ 或 R_L，则为行驻波工作状态。

特点：电压波：

$$\begin{aligned} U(z) &= U^+(z) + U^-(z) = U^+(z)\left(1 + \frac{U^-(z)}{U^+(z)}\right) \\ &= U^+(z)\left(1 + \Gamma(z)\right) = U_L^+ e^{j\beta z}\left(1 + |\Gamma_L| e^{j(\phi_L - 2\beta z)}\right) \end{aligned}$$

电流波：

$$\begin{aligned} I(z) &= I^+(z) + I^-(z) = I^+(z)\left(1 - \frac{U^-(z)}{U^+(z)}\right) \\ &= I^+(z)\left(1 - \Gamma(z)\right) = I_L^+ e^{j\beta z}\left(1 - |\Gamma_L| e^{j(\phi_L - 2\beta z)}\right) \end{aligned}$$

因此： $|U(z)| = |U_L^+|\sqrt{1 + |\Gamma_L|^2 + 2|\Gamma_L|\cos(\phi_L - 2\beta z)}$

$|I(z)| = |I_L^+|\sqrt{1 + |\Gamma_L|^2 - 2|\Gamma_L|\cos(\phi_L - 2\beta z)}$

当$\phi_L - 2\beta z = -2n\pi$，即$z = \dfrac{\phi_L + 2n\pi}{2\beta} = \dfrac{\phi_L\lambda + 2n\pi\lambda}{4\pi} = \dfrac{n\lambda}{2} + \dfrac{\phi_L\lambda}{4\pi}$时，电压波取得最大值，电流波取得最小值，$|U(z)|_{\max} = |U_L^+|(1+|\Gamma_L|)$，$|I(z)|_{\min} = |I_L^+|(1-|\Gamma_L|)$

在电压波腹点，即电流波节点处，输入阻抗为纯阻性且模有最大$|Z_{in}(z)|_{\max} = \rho Z_0$

当$\phi_L - 2\beta z = -2n\pi - \pi$，即$z = \dfrac{\phi_L + 2n\pi + \pi}{2\beta} = \dfrac{(2n+1)\lambda}{4} + \dfrac{\phi_L\lambda}{4\pi}$时，电压波取得最小值，电流波取得最大值，$|U(z)|_{\min} = |U_L^+|(1-|\Gamma_L|)$，$|I(z)|_{\max} = |I_L^+|(1+|\Gamma_L|)$

在电压波节点，即电流波腹点处，输入阻抗为纯阻性且模有最小$|Z_{in}(z)|_{\min} = KZ_0$

参数：$\Gamma(z) = \dfrac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}e^{-j2\beta z} = \dfrac{R_L \pm jX_L - Z_0}{R_L \pm jX_L + Z_0}e^{-j2\beta z}$，因此$|\Gamma_L| = \sqrt{\dfrac{(R_L - Z_0)^2 + X_L^2}{(R_L + Z_0)^2 + X_L^2}}$，

$\phi_L = \arctan\left(\dfrac{\pm 2X_L Z_0}{R_L^2 - Z_0^2 + X_L^2}\right)$，$\rho$，$K$，$Z_{in}$全按照正常公式。

当负载为纯电阻时，参考（P34）
*根据驻波比和节腹点位置计算负载阻抗的方法，参考 PPT 的例题。

2.4 史密斯圆图及其应用

史密斯圆图由反射系数圆图、等电阻圆图和等电抗圆图**三个圆图**组成。

等反射系数圆图是极坐标圆，它并没有在其中用实线画出，仅仅标出了驻波比，然后根据驻波比和反射系数模的关系进行换算得到反射系数的模值，圆心和点的连线得到角度。

等电阻圆图都过点（1，0），形状为圆心在 X 轴右半轴的圆族。

等电抗圆图都过点（1，0），形状为圆心在$X = 1$的圆族。

圆图三个特殊点：开路点（1，0）、短路点（-1，0）、匹配点（0，0）

三个特殊线：右半实轴为输入阻抗是纯电阻特性，读出ρ

左半实轴为输入阻抗是纯电阻特性，读出K

单位圆为纯电抗特性，是全反射系数圆，$|\Gamma| = 1$

两个特殊面：上半平面为感性平面，下半平面为容性平面
两个旋转方向：顺时钟往电源移动，逆时针往负载移动。
导纳圆图是阻抗圆图旋转 180 度读取。

2.5 阻抗匹配

1、三种匹配状态及其相应特点：负载阻抗匹配、源阻抗匹配和源共轭匹配

2、阻抗匹配的两种方法：

1）$\lambda/4$ 阻抗变换器：对于负载是纯电阻和具有实部虚部的匹配方法，具有实部和虚部的有两种方法。

2）支节匹配方法：*单支节匹配器的位置和大小的计算（P49-P50）

3、双支节匹配的原理，辅助圆法，两个支节间隔 $\lambda/8$（旋转 90°）、$\lambda/4$（旋转 180°）、$3\lambda/8$（旋转 270°）。

4、由于双支节存在盲区，必须采用三支节匹配，各种旋转间隔的盲区。

3 微波传输线

3.1 导波系统的一般分析

1、波导的定义及相关概念

2、和同轴线不同，波导的分析需要考虑横截面的场分布，求横截面场分布的方法是利用轴向场分布计算截面场分布。而波导轴向场分布和同轴线类似。

3、TE 波和 TM 波求截面电磁场的公式(P65)。规律：已知轴向电场求截面电场点乘，求截面磁场叉乘；已知轴向磁场求截面磁场点乘，求截面电场叉乘。叉乘按 x, y, z 的顺序，点乘直接求偏导。

4、单导体不能传输 TEM 波的原因。

3.2 波导的传输参量

1、传播常数 $\gamma=\alpha+j\beta$

2、截止波数：相关概念如截止频率，截止波长等 $\lambda_c=\dfrac{2\pi}{K_c}$，$\beta=\sqrt{K^2-K_c^2}$。

3、相速度 v_p，群速度 v_g，相速度大于群速度，$v_p=\dfrac{\omega}{\beta}=\dfrac{v}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}}$，$v_g=\dfrac{d\omega}{d\beta}=v\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}$，$v_p\cdot v_g=v^2$。

1）对于 TEM 波 $K_c=0$，λ_c无穷大，因此$v_p=v_g=v$，同轴线可以传较低频信号的原因。

2）波导色散的概念，TE 波和 TM 波为色散波，TEM 波为非色散波。

4、波导波长，和相速度相关的概念，$\lambda_w=\dfrac{\lambda}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}}$

5、波形阻抗，定义为截面电场幅度和磁场幅度的比。公式（P73）

TE 波的波形阻抗大于 TM 波的波形阻抗。

6、传输功率，波导截面传输功率公式在（P74），同轴线的公式参考（P23），

3.3 波导

3.3.1 矩形波导 TE 波

先求出H_z，在x，y方向是余弦函数，z方向是$e^{-j\beta z}$

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算E_x、E_y、H_x、H_y。

截止波数$K_c=\sqrt{\left(\dfrac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\dfrac{n\pi}{b}\right)^2}$，$m$和$n$的意义。$a>b$时，$TE_{10}$为主模。

TE_{10}在横截面上的场结构。

3.3.2 矩形波导 TM 波

先求出E_z，在x，y方向是正弦函数相乘，z方向是$e^{-j\beta z}$

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算E_x、E_y、H_x、H_y。

截止波数$K_c=\sqrt{\left(\dfrac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\dfrac{n\pi}{b}\right)^2}$，$m$和$n$的意义。$TM_{11}$为主模，原因。

3.3.3 矩形波导的传输参数

1、传输条件和截止条件

2、矩形波导模式简并的原因

3、主模TE_{10}模的工作参数，单模传输时波导尺寸的选择

4、传输功率和功率容量

5、管壁电流

$J_s = n \times H_\tau$，其中 H_τ 为内表面切线方向的磁场，n 为垂直表面的法线。

侧壁管壁电流的特点，上下两壁管壁电流的特点。

3.3.4 圆波导 TE 波

先求出 H_z，在 r 方向是贝塞尔函数，ϕ 方向是正弦或余弦函数，z 方向是 $e^{-j\beta z}$

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y。

截止波数 $K_c = \frac{\mu_{mn}}{R}$，μ_{mn} 表示第 m 阶贝塞尔函数的导函数的第 n 个根。和矩形波导 m 和 n 的意义不同。TE_{11} 为主模。

3.3.5 圆波导 TM 波

先求出 H_z，在 r 方向是贝塞尔函数，ϕ 方向是正弦或余弦函数，z 方向是 $e^{-j\beta z}$

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y。

截止波数 $K_c = \frac{v_{mn}}{R}$，μ_{mn} 表示第 m 阶贝塞尔函数的第 n 个根。TM_{01} 为主模。

3.3.6 圆波导的传输参数

1、TE_{11} 模，TE_{01} 模和 TM_{01} 模的截止波长，各种模式应用在哪些场合，横截面上的场分布。

2、圆波导的模式简并和极化简并，哪些不会发生模式简并，哪些不会发生极化简并。

3.4 同轴线和微带线

1、同轴线只存在 E_r 和 H_ϕ，同轴线的例题。

2、微带线的结构、传输的模式（主模和高次模）

3、微带线混合介电常数的计算，特性阻抗的计算（两个公式）。

4 微波谐振器

4.1 基本概念

1、微波频段为什么不采用 LC 谐振回路。
2、微波谐振器和 LC 谐振回路的相同点和不同点。

4.2 微波谐振器的主要参数

1、谐振频率（暂时没出现公式，对于特定的谐振器有特定的公式）
2、固有品质因数和有载品质因数（P137）

4.3 矩形谐振腔

4.3.1 矩形谐振腔 TE 波

先求出 H_z，在 x， y 方向是余弦函数相乘， z 方向是正弦函数

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y，注意和波导不同，点乘的时候对 z 方向也要求偏导。

对于截止波数 $K_c=\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ 时，谐振时的波数为 $K=\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2+\left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$， m、n 和 p 的意义。最低模式为 TE_{101} 模。

根据 K 可以计算谐振频率，谐振波长。

TE_{10} 在横截面上的场结构。

4.3.2 矩形谐振腔 TM 波

先求出 E_z，在 x， y 方向是正弦函数相乘， z 方向是余弦函数

根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y，点乘的时候对 z 方向也要求偏导。。

对于截止波数 $K_c=\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ 时，谐振时的波数为

$K=\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2+\left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$，$m$、$n$ 和 p 的意义。$p=0$ 是可以存在的。

矩形谐振腔是可以计算品质因数的，公式在（P141-P142）

4.4 圆柱形谐振腔

4.4.1 圆柱形谐振腔 TE 波

先求出 H_z，在 r 方向是贝塞尔函数，ϕ 方向是正弦或余弦函数，z 方向是正弦函数，根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y，点乘的时候对 z 方向也要求偏导。。

对于截止波数 $K_c=\frac{\mu_{mn}}{R}$ 时，谐振时的波数为 $K=\sqrt{\left(\frac{\mu_{mn}}{R}\right)^2+\left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$，$m$、$n$ 和 p 的意义。

计算谐振频率，谐振波长。

4.4.2 圆柱形谐振腔 TM 波

先求出 E_z，在 r 方向是贝塞尔函数，ϕ 方向是正弦或余弦函数，z 方向是余弦函数，根据轴向电磁场求截面电磁场的公式计算 E_x、E_y、H_x、H_y，点乘的时候对 z 方向也要求偏导。。

对于截止波数 $K_c=\frac{v_{mn}}{R}$ 时，谐振时的波数为 $K=\sqrt{\left(\frac{v_{mn}}{R}\right)^2+\left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$，$m$、$n$ 和 p 的意义。

计算谐振频率，谐振波长。

4.4.3 圆柱形谐振腔的模式

1、圆柱形谐振腔的波型图的推导过程
2、圆柱形谐振腔干扰模式（四种类型的干扰，特点分别是什么，影响如何）
3、常用的三种模式 TE_{111}，TE_{011} 和 TM_{010} 的特点及应用

4.5 同轴线谐振腔

$\lambda/2$ 同轴线谐振腔、$\lambda/4$ 同轴线谐振腔和电容加载同轴线谐振腔的相关概念。例题和习题。

5 微波网络基础

S 参数的概念、物理含义、测量方法。
二端口网络的 S 参数

试验。