习 题 答 案

第二章

2.1 解：相量是正弦波（电压、电流或电磁波）从时域到复数域（或频域）数字变换的结果，它只保留了正弦波的幅度和初相角信息。

2.2 （1）$A=5\sqrt{3}=5\sqrt{3}e^{j0^o}$

（2）$A=-1+5\sqrt{2}-j5\sqrt{2}=9.3e^{-j49.3^o}$

（3）$A=\sqrt{2}e^{-j15^o}$

2.3 （1）$A(t)=\mathrm{Re}[Ae^{j6t}]=2\sqrt{5}\cos(6t+3.43^o)$

（2）$B(t)=\mathrm{Re}[Be^{j8t}]=13.99\cos(8t-30.4^o)$

（3）$C(t)=\mathrm{Re}[Ce^{j2t}]=7.6\cos(2t+48.9^o)$

2.4 （1）$40\cos(100t)$

（2）$-4000\sin(100t)$

（3）$\frac{1}{1000}\sin(100t)$

2.5 电路的稳态电压为：$32\cos(\omega t)$

2.6 （1）$\sqrt{10}$

（2）$10^{2.5}$

（3）10^{5}

（4）$10^{7.5}$

2.7 （1）$10^{-0.7}$

（2）10^{-1}

（3）$10^{-0.3}$

2.8 （1）$\sqrt{12}$

（2）$\frac{\sqrt{26}}{2}$

（3）$\sqrt{82-20\sqrt{2}}$

2.9

2.10 在微波频段电阻、电感和电容这类集总元件不再表现为纯电阻、电感和电容，而是有额外的阻抗和电抗（寄生效应）。在微波频段，同一元件在不同的频率下可能会表现出不同的容性、感性或阻性。

第三章

3.1 $Z_0 = 33.3\Omega$

3.2 证明

3.3 解： 1200 欧姆，300 欧姆

3.4 解：电压驻波最大点位置为

$$d_{\max} = \frac{\lambda}{4\pi}\phi_L + n\frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{4\pi}\pi + n\frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{4} + n\frac{\lambda}{2} \quad n = 0,1,2....$$

电压驻波最小点位置为

$$d_{\min} = \frac{\lambda}{4\pi}\phi_L + (2n+1)\frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{4} + n\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4} = n\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{2} \quad n = 0,1,2....$$

3.5 证明

3.6（1）

$$Z(z) = Z_0\frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)} = 50\times\frac{1-0.5\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\beta z}}{1+0.5\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\beta z}} = 50\times\frac{1-0.5^2+\mathrm{j}2\times0.5\sin(180°-2\beta z)}{1+0.5^2-2\times0.5\cos(180°-2\beta z)}$$
$$= 50\times\frac{3+\mathrm{j}4\sin(2\beta z)}{5+4\cos(2\beta z)}$$

（2）50/3 Ω

（3）50/3 Ω

3.7 250 Ω， 0.2W

3.8 （1） $\Gamma(z) = |\Gamma_\mathrm{L}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\varphi_\mathrm{L}-2\beta z)} = \frac{\sqrt{2}}{2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{2\pi}{3}-2\beta z\right)}$

（2）

$$Z(z_1) = Z_0\frac{1+\Gamma(z_1)}{1-\Gamma(z_1)} = 50\times\frac{1+\frac{\sqrt{2}}{2}}{1-\frac{\sqrt{2}}{2}} = 50(3+2\sqrt{2})\ (\Omega)$$

或 $Z(z_1) = Z_0\rho = \frac{Z_0}{k} = \frac{50}{3-2\sqrt{2}} = 50(3+2\sqrt{2})\ (\Omega)$

3.10 $Z_\mathrm{L} = 50\frac{1-j1.336}{2-j0.668} = 39.57e^{-j34.71°}$

3.11

$$Z_{\mathrm{in}}(d) = Z_0\frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta d)}{Z_0 + jZ_L tg(\beta d)} = 38.24 + j3.14$$

3.12 （137.5-j237.5）欧姆

3.13 $Z_{in}=50\Omega$

3.14 $|\Gamma_L|=1, \rho=0$

3.15 证明

3.16 当有损时， $Z_c=\sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}}=\sqrt{\frac{5+100j}{0.01+0.15j}}$

$\gamma=\sqrt{Z_0Y_0}=\sqrt{1.75j-14.95}$

当无损时， $Z_c=\sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}}=\sqrt{\frac{100j}{0.15j}}=25.82\Omega$

$\gamma=\sqrt{Z_0Y_0}=\sqrt{-15}=3.87j$

3.17 $Z_0=66.7\Omega$ 或 $Z_0=150\Omega$

3.18 （1） $V\left(\frac{\lambda}{8}\right)^-=V\left(\frac{\lambda}{8}\right)^+\Gamma_L=5\sqrt{2}V$

(2) $I(0)=\frac{3-j}{10}A \quad I\left(\frac{\lambda}{8}\right)=\frac{\sqrt{2}(2-j)}{10}A$

(3) $P(0)=2.5W \quad P\left(\frac{\lambda}{8}\right)=2.5W$

$P(0)=P\left(\frac{\lambda}{8}\right)$

(4) $Z_{in}=Z_0\frac{Z_L+jZ_0\tan 45^\circ}{Z_0+jZ_L\tan 45^\circ}=(50\text{-}100j)\Omega$

3.19

$$P^-=\frac{1}{2}\frac{|V_0^+|}{Z_0}\left|\frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0}\right|^2=\frac{1}{5200}W$$

3.21 （1） $Z_L=116.7\Omega$

（2）$\Gamma_{in}=\frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0}=\frac{20+21j}{29}$

(3) $\rho=1$

3.22 $Z_0=100\Omega$ 或 $Z_0=400\Omega$

3.23 $|\Gamma_L|=1 \quad \rho=\infty$

第四章

4.1 （1）$Z_{in}=60+j35$， $Y_{in}=0.0125-j0.0075$

（2）$Z_L=30-j18.5$

（3）$\Gamma(0)=0.27e^{-j26^o}$，$\Gamma(0.35\lambda)=0.27e^{j82^o}$，$\rho=1.9$

（4）$l/\lambda=0.454$

（5）$l/\lambda=0.12+0.5n, n=1,2,3\cdots b_{in}=0.75$

（6）$l/\lambda=0.468$

4.2 $l_{波节}=0.475\lambda$，$l_{波腹}=0.225\lambda$，$\Gamma=0.86e^{-j\beta l}$，$\rho=10$

4.3 （a）$SWR=1.6$

（b）$|\Gamma|=0.22$

（c）$Y_L=0.013+j0.004$

（d）$Z_{in}=42.5-j19$

（e）0.201λ

（f）0.451λ

4.4 如果 $Z_L=(20-j100)\Omega$，重做习题 4.3。

略，同 4.3

4.5 如果传输线长度为 1.5λ，重做习题 4.3

略，同 4.3

4.6 短路线

（1） $l=0$

（2） $l=\frac{\lambda}{4}$

（3） $l=\frac{3\lambda}{8}$

（4） $l=\frac{\lambda}{60}$

（5） $l=\frac{3\lambda}{50}$

开路线

（1） $l=\frac{\lambda}{4}$

（2） $l=0$

（3） $l=\frac{\lambda}{8}$

（4） $l=\frac{4\lambda}{15}$

（5） $l=\frac{31\lambda}{100}$

4.7 $Z_L=(0.7-j0.15)\times 75=(52.5-j11.25)\Omega$

4.8 $\Gamma_{in}=\frac{z_{in}-1}{z_{in}+1}=\frac{11-9j}{16-9j}$

（1） $\rho=r=7.33$

（2） $Z_{in}=(5.4-j3.68)\times 100=(540-j368)\Omega$

（3） $l=\frac{10}{360}\lambda=\frac{\lambda}{36}$

4.9 $Z_L=(\Omega 252-j105)$

4.11 （1）$\Gamma_L=0.291e^{-j30^o}$

（2）$\rho=2.6$

（3）$Z_{in}=25-j17.5$

（4）$Y_l=0.01-j0.02$

（5）$Y_{in}=0.003-j0.032$

（6）$Z_l=27.5+j12$

（7）$Z_l=9.4+j22.4$

4.12 $d=0.125\lambda$ 和 $l=0.127\lambda$

4.13 解 1：$d_1=0.456\lambda$ 和 $l_1=0.432\lambda$

解 2：$d_2=0.091\lambda$ 和 $l_2=0.067\lambda$

4.14 （1） 解 1：$l_1=0.39\lambda$ 和 $l_2=0.33\lambda$

解 2：$l_1=0.44\lambda$ 和 $l_2=0.40\lambda$

（2） 解 1：$l_1=0.14\lambda$ 和 $l_2=0.07\lambda$

解 2：$l_1 = 0.25\lambda$ 和 $l_2 = 0.43\lambda$

（3） 解 1：$l_1 = 0.36\lambda$ 和 $l_2 = 0.41\lambda$

解 2：$l_1 = 0.14\lambda$ 和 $l_2 = 0.33\lambda$

（4） $l_1 = 0.22\lambda$ 和 $l_2 = 0.09\lambda$

（5） 解 1：$l_1 = 0.125\lambda$ 和 $l_2 = 0.44\lambda$

解 2：$l_1 = 0.07\lambda$ 和 $l_2 = 0.04\lambda$

（6） 解 1：$l_1 = 0.198\lambda$ 和 $l_2 = 0.14\lambda$

解 2：$l_1 = 0.125\lambda$ 和 $l_2 = 0.36\lambda$

4.18 $\left|\Gamma(\theta)\right| = \dfrac{\pi^2}{2}\left|\ln\dfrac{Z_0}{Z_L}\right|\left|\dfrac{\cos\beta L}{\pi^2-(2\beta L)^2}\right|$

4.19（1） $L = \dfrac{11\lambda_0}{2\pi} = 1.75\lambda_0$

（2）$N = 3$

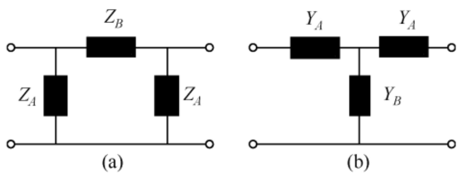
第五章

5.1 答：将微波元件作为微波网络来研究，能够避开微波元件内部不均匀性区域场分布的复杂计算，使微波问题的处理大大简化，因此微波网络方法在微波工程技术中得到了广泛的应用。微波网络方法的一个优点是，微波网络的外特性参量可以通过网络参量转化得到，而网络参量可以用实验的方法来测量或者通过捡的计算得到。

5.2 答：传输线均匀。阻抗的不确定性会使得等效双线的模式电压和模式电流不能唯一确定，为了消除阻抗的不确定性，引入了归一化阻抗。

5.3 证明

5.4 分别计算题图 5.4 所示的二端口网络的阻抗矩阵及导纳矩阵。



题图 5.4

解：

（a）

阻抗矩阵：

$$[Z]=\begin{bmatrix}\dfrac{Z_A(Z_B+Z_A)}{2Z_A+Z_B} & \dfrac{Z_A{}^2}{2Z_A+Z_B}\\ \dfrac{Z_A{}^2}{2Z_A+Z_B} & \dfrac{Z_A(Z_B+Z_A)}{2Z_A+Z_B}\end{bmatrix}=\frac{1}{2Z_A+Z_B}\begin{bmatrix}Z_A(Z_B+Z_A) & Z_A{}^2\\ Z_A{}^2 & Z_A(Z_B+Z_A)\end{bmatrix}$$

导纳矩阵为阻抗矩阵的逆矩阵

（b）

导纳矩阵：

$$[Y]=\begin{vmatrix}\dfrac{Y_A(Y_A+Y_B)}{2Y_A+Y_B} & \dfrac{Y_A{}^2}{2Y_A+Y_B}\\ \dfrac{Y_A{}^2}{2Y_A+Y_B} & \dfrac{Y_A(Y_A+Y_B)}{2Y_A+Y_B}\end{vmatrix}=\frac{1}{2Y_A+Y_B}\begin{vmatrix}Y_A(Y_A+Y_B) & Y_A{}^2\\ Y_A{}^2 & Y_A(Y_A+Y_B)\end{vmatrix}$$

5.5（1）证明。

（2）

$$[S]=\frac{1}{(1+\frac{Z_{11}}{Z_0})(1+\frac{Z_{22}}{Z_0})-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2}}\begin{pmatrix}(1+\frac{Z_{22}}{Z_0})(\frac{Z_{11}}{Z_0}-1)-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2} & \frac{2Z_{12}}{Z_0}\\ \frac{2Z_{12}}{Z_0} & (1+\frac{Z_{11}}{Z_0})(\frac{Z_{22}}{Z_0}-1)-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2}\end{pmatrix}$$

将（1）式所得的阻抗矩阵 Z 导入即可。

（3）

$$[S]=\frac{1}{(1+\frac{Z_{11}}{Z_0})(1+\frac{Z_{22}}{Z_0})-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2}}\begin{pmatrix}[(1+\frac{Z_{22}}{Z_0})(\frac{Z_{11}}{Z_0}-1)-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2}]e^{-j2\theta} & \frac{2Z_{12}}{Z_0}e^{-j2\theta}\\ \frac{2Z_{12}}{Z_0}e^{-j2\theta} & [(1+\frac{Z_{11}}{Z_0})(\frac{Z_{22}}{Z_0}-1)-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_0^2}]e^{-j2\theta}\end{pmatrix}$$

5.6（1）$[Z]=\begin{vmatrix}Z_{11} & Z_{12}\\ Z_{21} & Z_{22}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}-50j & 0\\ 0 & -50j\end{vmatrix}$

Z_{11} 即为从 1 端口看进去的输入阻抗，Z_{22} 即为从 2 端口看进去的输入阻抗。

（2）$\begin{matrix}V_1^+=20(1-j)\\ V_1^-=20(1+j)\end{matrix}$，$\begin{matrix}V_2^+=-4(1+j)\\ V_2^-=4(1-j)\end{matrix}$

5.7

（1）

$$\alpha=\begin{bmatrix}-1 & 0\\ j & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\cos\theta & j\sin\theta\\ j\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-1 & 0\\ j & -1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta+\sin\theta & j\sin\theta\\ -2j\cos\theta & \cos\theta+\sin\theta\end{bmatrix}$$

（2）

$$S_{11}=\frac{j(\sin\theta+2\cos\theta)}{2(\cos\theta+\sin\theta)+j(\sin\theta-2\cos\theta)}$$

$$S_{22}=\frac{j(\sin\theta+2\cos\theta)}{2(\cos\theta+\sin\theta)+j(\sin\theta-2\cos\theta)}$$

$$S_{12}=\frac{2}{2(\cos\theta+\sin\theta)+j(\sin\theta-2\cos\theta)}$$

$$S_{21}=\frac{2}{2(\cos\theta+\sin\theta)+j(\sin\theta-2\cos\theta)}$$

5.8

（1） 显然，矩阵对称，为互易网络。

而各矩阵元素并非为纯虚数，该网络非无耗。

$$RL=-20\log(|S_{11}|)=-20\log(0.1)=20dB$$

$$IL=-20\log(|S_{42}|)=-20\log(0.2)=14dB$$

相位延迟为 45 度。

（2）

$$\Gamma_{1in}=\frac{b_1}{a_1}S_{11}+\frac{S_{31}S_{13}\Gamma_{L3}}{1-S_{33}\Gamma_{L3}}=0.1j+\left(0.3e^{j-45^o}\right)^2(-1)=0.19j$$

5.9 插入损耗 $IL=-20\log(\frac{56}{121})=6.7dB$

相位延迟为$\frac{7}{12}\pi$

5.10

$$S_{21}=\left.\frac{V_2^-/\sqrt{Z_{02}}}{V_1^+/\sqrt{Z_{01}}}\right|_{V_2^+=0}=\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}\frac{V_2}{V_1/(1+S_{11})}=\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}(1+S_{11})$$

$$\Rightarrow S_{21}=\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}(1+\frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{02}+Z_{01}})=\frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}$$

$$S_{12}=S_{21}=\frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}，\quad S_{22}=\frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{02}+Z_{01}}$$

5.11 某二端口网络的散射参量为$S_{11}=0.4+j0.6$，$S_{12}=S_{21}=j0.8$，$S_{22}=0.5-j0.9$，计算该网络的等效阻抗矩阵（端口连接传输线特征阻抗为 50Ω）。

解：

$$Z_{11}=Z_0\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}=-7.4733+j53.9146$$

$$Z_{22}=Z_0\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}=-16.9039-j45.9075$$

$$Z_{12}=Z_{21}=Z_0\frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}=8.5409+j52.6690$$

5.12 某二端口网络的散射参量对端口传输线的特征阻抗 Z_0 归一化后为 S_{ij}。当端口 1 和端口 2 的特征阻抗分别变为 Z_{01} 和 Z_{02} 时，求其广义散射参量 S'_{ij} 。

解:

$$S_{11}=\frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{02}+Z_{01}},\quad S_{12}=S_{21}=\frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}},\quad S_{22}=\frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{02}+Z_{01}}$$

5.13 $Z_{11}=Z_{in}(l)=Z_0\dfrac{Z_L+jZ_0\tan(\beta l)}{Z_0+jZ_L\tan(\beta l)}=\dfrac{Z_0}{j\tan(\beta l)}$， $Z_{22}=Z_{11}$

$$Z_{21}=\frac{V_2}{I_1}=\frac{V_1}{I_1}\frac{V_2}{V_1}=\frac{Z_0}{j\tan(\beta l)}\frac{V_2^++V_2^+\Gamma}{V_2^+(e^{j\beta l}+\Gamma e^{-j\beta l})}=\frac{Z_0}{j\tan(\beta l)}\frac{2}{e^{j\beta l}+e^{-j\beta l}}=\frac{Z_0}{j\sin(\beta l)}$$

由于对称性，有 $Z_{22}=Z_{11},Z_{12}=Z_{21}$

5.14 $V_L=-j$

5.15 $Y=Y_1+Y_2=\begin{bmatrix}\dfrac{Z_1+Z_2}{Z_1^2+2Z_1Z_2}+\dfrac{1}{Z_3} & \dfrac{-Z_1}{Z_1^2+2Z_1Z_2}-\dfrac{1}{Z_3}\\ \dfrac{-Z_1}{Z_1^2+2Z_1Z_2}-\dfrac{1}{Z_3} & \dfrac{Z_1+Z_2}{Z_1^2+2Z_1Z_2}+\dfrac{1}{Z_3}\end{bmatrix}$

5.16 证明。

5.17

（1）证明 $\Gamma_1=S_{11}+\dfrac{S_{12}^2\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}$ 。

（2） $S_{11}=\Gamma_{1C}$， $S_{22}=\dfrac{\Gamma_{10}+\Gamma_{1S}-2\Gamma_{1C}}{\Gamma_{10}-\Gamma_{1S}}$， $S_{12}=\dfrac{2(\Gamma_{1C}-\Gamma_{1S})(\Gamma_{10}-\Gamma_{1C})}{\Gamma_{10}-\Gamma_{1S}}$