第 47 卷 第 5 期
2001 年 10 月

武汉大学学报(理学版)
J. Wuhan Univ. (Nat. Sci. Ed.)

Vol. 47 No. 5
Oct. 2001, 541～544

文章编号:0253-9888(2001)05-0541-04

宽带天线阻抗匹配网络的设计

高火涛，侯杰昌，杨子杰，石振华
(武汉大学 电子信息学院,湖北 武汉 430072)

摘 要:给出了一种处理宽带天线双端匹配的改进实频法．该方法将匹配网络输入阻抗的实部近似用对数坐标中的若干直线段表示,简化了相位函数的计算,降低了功率增益传输函数的非线性．结合实际天线进行了宽带匹配网络的设计和计算,结果表明文中所述方法的正确性．

关 键 词:天线;宽带匹配网络;实频法;网络综合
中图分类号:TN 82. 8 **文献标识码**:A

0 引 言

天线作为发射或接收电磁波的设备,匹配的好坏直接影响天线的驻波比(SWR)和天线的效率,甚至决定着天线的成败．实频法是优化宽带匹配网络的一种有效方法[1,2]．该方法先将待设计的匹配网络用它的阻抗函数来表示,整个系统的增益特性用这个待测的阻抗函数和负载的实频数据以简单的函数形式表示出来,无需给定匹配网络的拓扑结构,通过优化传输功率增益 TPG(Transducer Power Gain),并在求得匹配网络策动点阻抗函数的同时综合出匹配网络的拓扑结构．但由于匹配网络的 TPG 为优化变量较强的非线性函数,且它们之间没有明显的表达式相联系,不易充分发挥梯度优化法(如共轭梯度法)收敛快的优势．造成上述问题的主要原因在于 TPG 中相位函数的计算．针对这一问题,本文对优化天线匹配网络的实频方法进行了一些改进．与传统实频法不同的是,这里将匹配网络策动点阻抗 $Z_q(j\omega)=R_q(\omega)+jX_q(\omega)$ 的实部 $R_q(\omega)$ 近似表示为对数坐标中的折线式 $R_q'(\Omega)$,通过构造一个相移函数,找到 R_q 与相位函数的关系,从而降低了 TPG 对优化变量的非线性,简化了相位函数的计算,缩短了 TPG 的优化时间．

1 天线/发射机双向匹配的基本原理

无耗匹配网络的作用就是将发射机的信号 $E_g(\omega)$ 按某种传输特性传输给天线．图 1 中,$Z_g(j\omega)$ 和 $Z_L(j\omega)$ 表示随频率变化的复阻抗．

一般地,将匹配系统的传输功率增益 TPG 定义为负载(天线)吸收的平均功率 P_{in} 与信源(发射机)平均资用功率 P_{av} 之比

$$T(\omega)=\frac{P_{in}}{P_{av}}=\frac{(1-|\Gamma_2|^2)(1-|\Gamma_1|^2)}{|1-\Gamma_2\Gamma_1|^2} \quad (1)$$

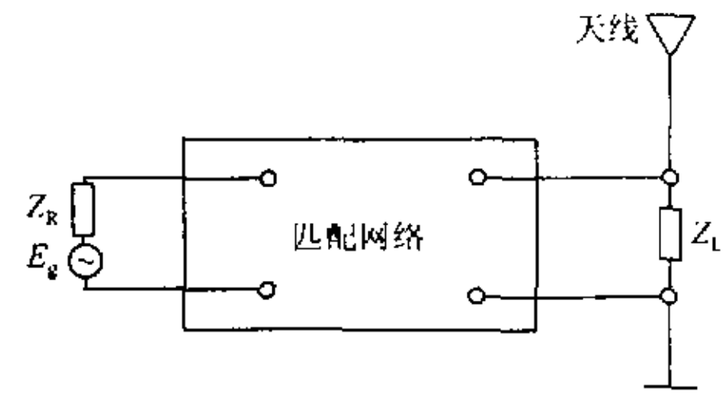

图 1 天线匹配网络等效电路

其中,Γ_1 是向负载方向看去的反射系数;Γ_2 是当匹配网络输入端接信源戴维南等效内阻抗 $Z_g(j\omega)$ 时,网络输出端的反射系数,且

$$\Gamma_2=\exp[j2\phi_F(\omega)]\frac{Z_g(j\omega)-Z_q(-j\omega)}{Z_g(j\omega)+Z_q(-j\omega)} \quad (2)$$

式中,$Z_q(j\omega)$ 为匹配网络输出端接 1 Ω 电阻时匹配

收稿日期:2001-04-12
基金项目:国家 863 计划海洋领域重大项目资助(818-01-02)
作者简介:高火涛(1964-),男,博士生,现从事电磁场理论与工程应用研究．

网络的输入策动点阻抗；$\phi_F(\omega)$是相位函数，且为$Z_q(j\omega)$的隐函数．

设优化的目标函数为

$$J=\sum_{i=1}^{N}|1-T(\omega_i)|^2 \tag{3}$$

为使TPG成为优化变量的弱非线性函数，在此将$Z_q(j\omega)$的实部$R_q(\omega)$用一组离散点位于对数坐标中$\ln(\omega_1),\ln(\omega_2),\cdots,\ln(\omega_N)$的折线$R_q'(\Omega)$近似表示(如图2)．

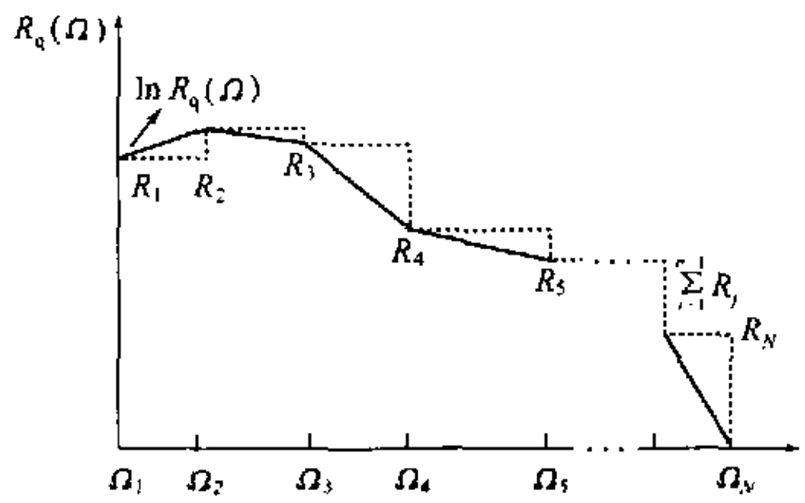

图2 R_q的折线对数坐标图

$$R_q'(\Omega)=\sum_{i=1}^{N}R_iA_i(\Omega) \tag{4}$$

定义ω为归一化频率，Ω为ω对数频率，且Ω、R_i及$A_i(\Omega)$之间的关系如下

$$\Omega=\ln(\omega) \tag{5}$$

$$R_1=\ln[R_q(\omega_1)] \tag{6}$$

$$R_i=\ln[R_q(\omega_i)]-\ln[R_q(\omega_{i-1})] \tag{7}$$

$$i=2,3,\cdots,N$$

$$A_1(\Omega)=1 \tag{8}$$

$$A_i(\Omega)=\begin{cases}0 & \Omega<\Omega_{i-1}\\ \dfrac{\Omega-\Omega_{i-1}}{\Omega_i-\Omega_{i-1}} & \Omega_{i-1}\leqslant\Omega\leqslant\Omega_i\\ 1 & \Omega>\Omega_i\end{cases} \tag{9}$$

ω_i为归一化折点频率，它与对数折点频率Ω_i满足$\Omega_i=\ln(\omega_i)$．为保证Ω_1有意义，且$R_q(\omega_1)$近似等于$R_q(0)$，在此取ω_1为大于且接近零的值．

由R_i的定义式可发现，R_i表示对数坐标中策动点阻抗实部在折线点ω_{i-1}、ω_i之上的对数偏差．

根据文献[3]，(2)式中的相位函数$\phi_F(\omega)$可表示为

$$\phi_F(\omega)=-k\pi+\phi_{F_1}(\omega) \tag{10}$$

其中：

$$\phi_{F_1}(\omega)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{\mathrm{d}\ln\sqrt{R_q(\lambda)}}{\mathrm{d}\lambda}\ln\left|\frac{\lambda+\omega}{\lambda-\omega}\right| \tag{11}$$

对上式利用$\Omega=\ln\omega$进行代换得

$$\tilde{\phi}_{F_1}(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\mathrm{d}R_q'(\Omega)}{\mathrm{d}\Omega}\cdot\ln\left|\frac{\exp(\Omega)+\omega}{\exp(\Omega)-\omega}\right|\mathrm{d}\Omega=\sum_{i=2}^{n}R_iC_i(\omega) \tag{12}$$

其中，$\tilde{\phi}_{F_1}(\omega)$是$\phi_{F_1}(\omega)$的折线对应式，对任意的频率点$\omega$，系数$C_i(\omega)$可通过希尔伯特变换得到：

$$C_i(\omega)=\frac{1}{2\pi(\Omega_i-\Omega_{i-1})}\int_{\Omega_{i-1}}^{\Omega_i}\ln\left|\frac{\exp(\Omega)+\omega}{\exp(\Omega)-\omega}\right|\mathrm{d}\Omega \tag{13}$$

除了$\omega_{i-1}=\exp(\Omega_{i-1})\leqslant\omega\leqslant\exp(\Omega_i)=\omega_i$外，上面的积分可利用辛普生积分法求得．当$\omega\in[\omega_{i-1},\omega_i]$时，上面的积分可改写成

$$C_i(\omega)=\frac{F_i(\omega)-E_i(\omega)}{2\pi(\Omega_i-\Omega_{i-1})} \tag{14}$$

其中，

$$F_i(\omega)=\int_{\Omega_{i-1}}^{\Omega}\ln|\exp(\Omega)+\omega|\mathrm{d}\Omega \tag{15}$$

$$E_i(\omega)=\int_{\Omega_{i-1}}^{\Omega}\ln|\exp(\Omega)+\omega|\mathrm{d}\Omega \tag{16}$$

$F_i(\omega)$仍然可以利用辛普生积分法求得．而由于积分$E_i(\omega)$存在积分奇点，在此利用积分中值定理对之进行积分运算

$$E_i(\omega)\approx\frac{2}{\omega_i+\omega_{i-1}}\{(\omega-\omega_{i-1})\cdot[\ln|\omega-\omega_{i-1}|-1]+(\omega_i-\omega)[\ln|\omega_i-\omega|-1]\} \tag{17}$$

若$\omega=\omega_{i-1}$或$\omega=\omega_i$，则有

$$E_i(\omega_{i-1})=E_i(\omega)\approx\frac{2(\omega_i-\omega_{i-1})}{(\omega_i+\omega_{i-1})}[\ln|\omega_i-\omega_{i-1}|-1] \tag{18}$$

由前面的关系可求得$R_q(\omega)$在各折点频率之间的偏差，

$$r_1=\exp(R_1) \tag{19}$$

$$r_i=\exp(\sum_{j=1}^{i}R_j)-\exp(\sum_{j=1}^{i-1}R_j)\quad(i=1,2,3,\cdots,N) \tag{20}$$

这样匹配网络策动点阻抗$Z_q(j\omega)$的实部$R_q(\omega)$可由r_i的线性组合

$$\tilde{R}_q(\omega)=\sum_{i=1}^{N}r_ia_i(\omega) \tag{21}$$

由于网络函数是复变量$j\omega$的解析函数，根据解析函数理论$Z_q(j\omega)$的实部和虚部存在着一定的关系，即满足希尔伯特变换[1]

$$R_q(\omega)=-\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_q(\lambda)}{\lambda-\omega}\mathrm{d}\lambda+R(\infty) \tag{22}$$

$$X_q(\omega)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{\mathrm{d}R_q(\lambda)}{\lambda}\left|\frac{\lambda+\omega}{\lambda-\omega}\right|\mathrm{d}\lambda \tag{23}$$

考虑到(21)式及$R_q(\omega)$与$X_q(\omega)$满足希尔伯特

变换，则 $Z_q(j\omega)$的虚部用 r_i 的线性组合可表示为

$$\tilde{X}_q(\omega) = \sum_{i=1}^{N} r_i b_i(\omega) \tag{24}$$

$$a_i(\omega) = \begin{cases} 0 & \omega < \omega_{i-1} \\ \dfrac{\omega - \omega_{i-1}}{\omega_i - \omega_{i-1}} & \omega_{i-1} \leqslant \omega \leqslant \omega_i \\ 1 & \omega > \omega_i \end{cases} \tag{25}$$

$$b_i(\omega) = \frac{1}{\pi(\omega_i - \omega_{i-1})} \int_{\omega_{i-1}}^{\omega_i} \ln\left|\frac{\lambda + \omega}{\lambda - \omega}\right| \mathrm{d}\lambda \tag{26}$$

由于$\tilde{R}_q(\omega) \geqslant 0$，因此无需对 r_i 另加约束．

由于 $\tilde{\phi}_F(\omega)$是优化变量 R_i 的线性函数，而 $\tilde{R}_q(\omega)$和$\tilde{X}_q(\omega)$是 R_i 的弱非线性函数．如果将它们代入 TPG 式，可以看出它们之间有显式关系．因而易于利用梯度法对匹配网络系统进行优化，获得接近最佳的$\tilde{R}_q(\omega)$．进而综合出匹配网络．

2　模拟与实验

图 3(a)表示天线 1 利用 HP8752A 网络分析仪实测输入阻抗的实部和虚部(源内阻 50 Ω)，图 4(a)表示优化匹配网络的电路图，其中优化得到的网络各集中参数分别为：$L=0.231\ \mu H$，$C_1=142.8$ pF，$C_2=103.1$ pF．图 3(b)表示优化前和优化后的电压驻波比，其中，实线表示优化前实测的驻波比，“⊖”线表示接优化匹配网络的电压驻波比，点划线表示接优化匹配网络实测的电压驻波比．由该图可以看出，接匹配网络后，天线驻波比大有改善．实测的驻波比比计算的驻波比要小，是因为元件存在一定损耗引起的．

图 5(a)表示象山松兰山阵列中 1 号天线单元，利用 HP8714E 网络分析仪实测输入阻抗的实、虚部(源内阻 50 Ω)，图 4(b)为优化的匹配网络，其中优化得到的网络各集中参数分别为：$L=6.4\ \mu H$，$C=2380$ pF．图 5(b)表示优化前和优化后的电压驻波比，其中，实线表示优化前实测的驻波比，“o”线表示接优化匹配网络的电压驻波比，经过对比可知，接匹配网络后，天线驻波比也有所改善．

为了追求天线及阵列的小型化，天线体的尺寸及天线的间距远小于 0.5λ，天线工作在一阶自然谐振频率之下，天线的输入阻抗的实部很小，虚部很大，天线显现出电场耦合的电容元件，此类天线的 Q 值高、辐射电阻小、效率低、频带窄、难匹配．所有这些，都极大地限制了小天线的应用．

由于小天线一般可用集总参数来描述其阻抗特性，故设有这样一个小天线，在 5～10 MHz 范围内，其等效电阻和等效电容分别为 $R_L=10\ \Omega$ 和 $C_L=200$ pF．图 6(a,b)分别表示源阻抗 Z_s 从 40 Ω 到 320 Ω 时，优化前后得到的天线辐射效率．其中“＋”线和“⊖”线分别表示 $Z_s=50\ \Omega$ 和 $Z_s=320\ \Omega$ 优化前和优化后的效率．分析该图可以清楚看出，对于输入阻抗实部较小且显容性的电小天线，如果不接匹配网络，其效率平均在 10%～15%左右；但当将之接入匹配网络，并在接收机 $Z_s=50\ \Omega$ 时，通过接匹配负载，在天线设计的带宽内，平均效率可达 35%左右．而此时，不接匹配负载时，天线的效率平均只有 10%左右．在接收机 $Z_s=300\ \Omega$ 时，通过接匹配网络，在 6～8 MHz 带宽内，平均效率可达

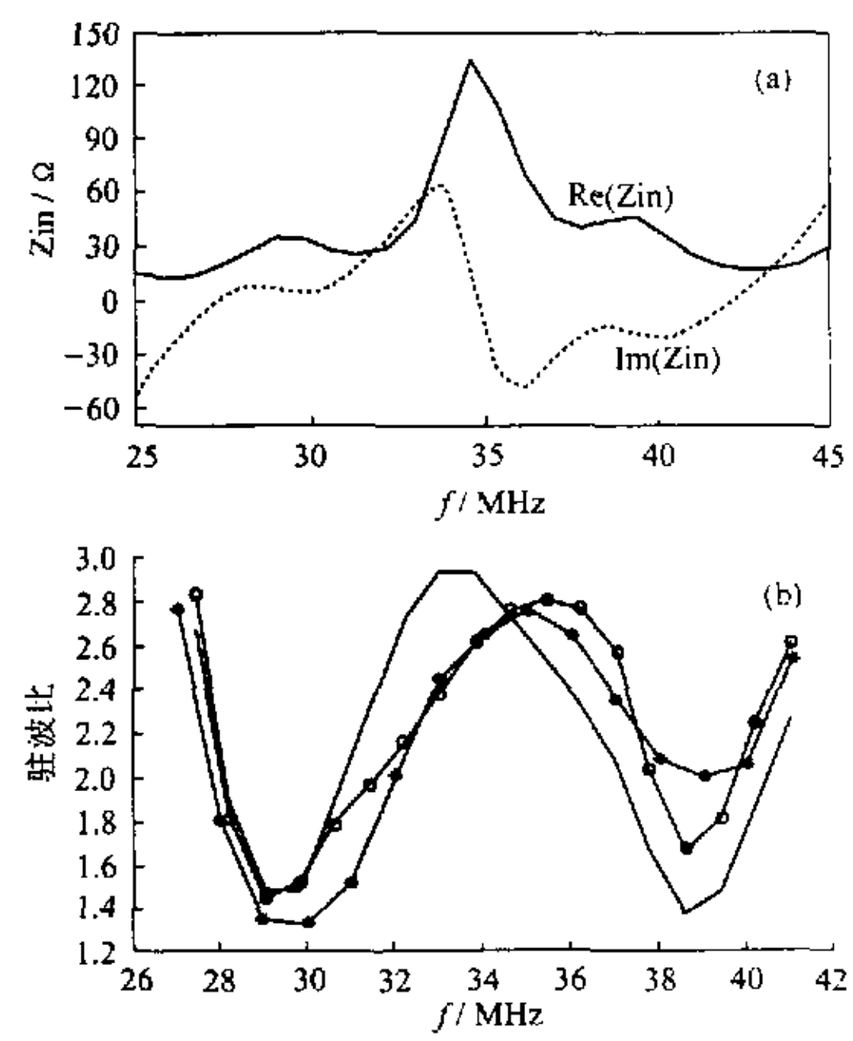

图 3　天线 1 输入阻抗和 VSWR

(a)实测的天线输入阻抗　(b)天线接匹配网络前后的 VSWR

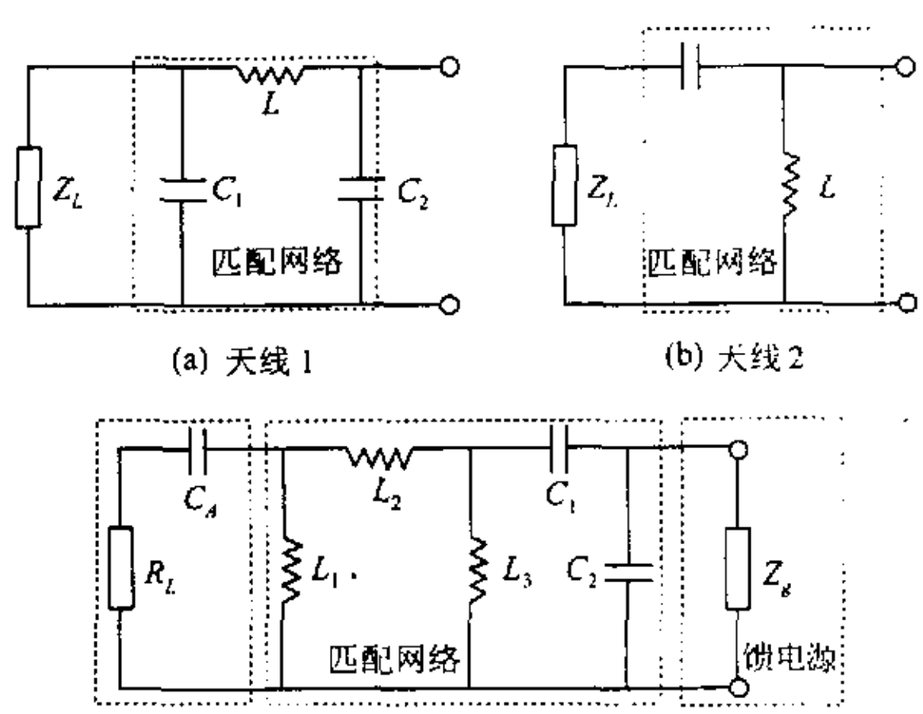

图 4　优化的匹配网络

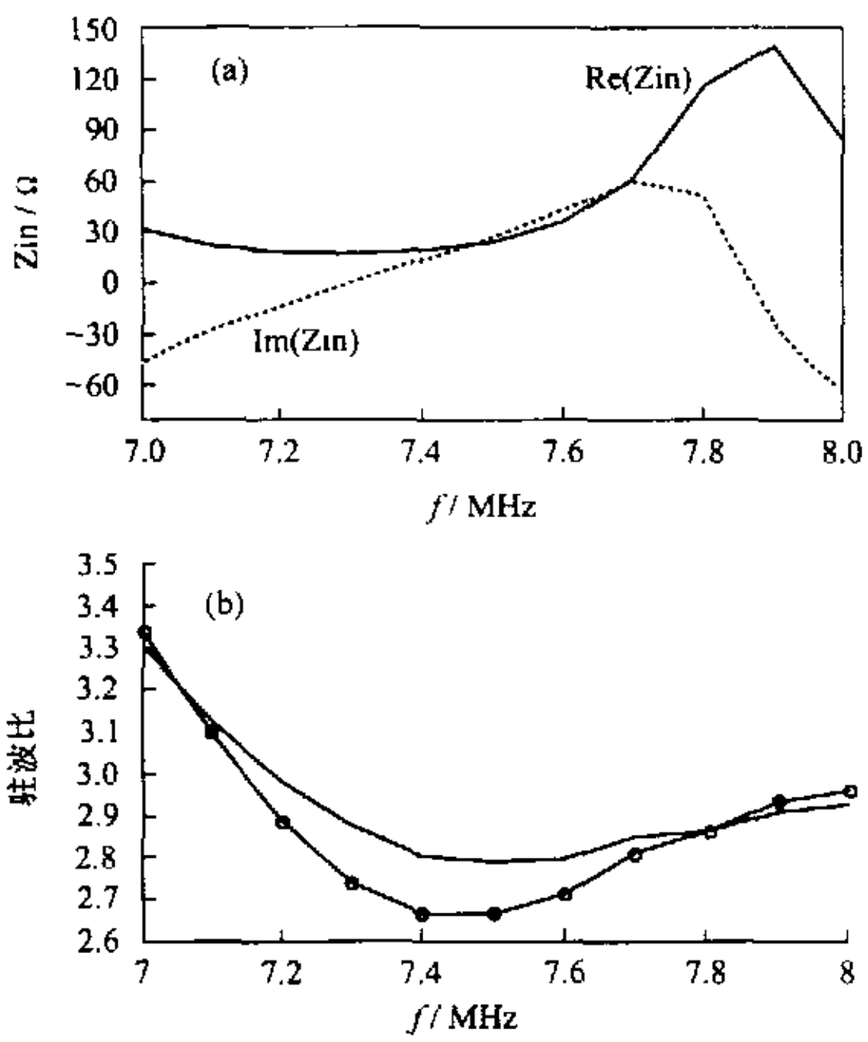

图 5 天线 2 输入阻抗和 VSWR

(a)实测的天线输入阻抗 (b)天线接匹配网络前后的 VSWR

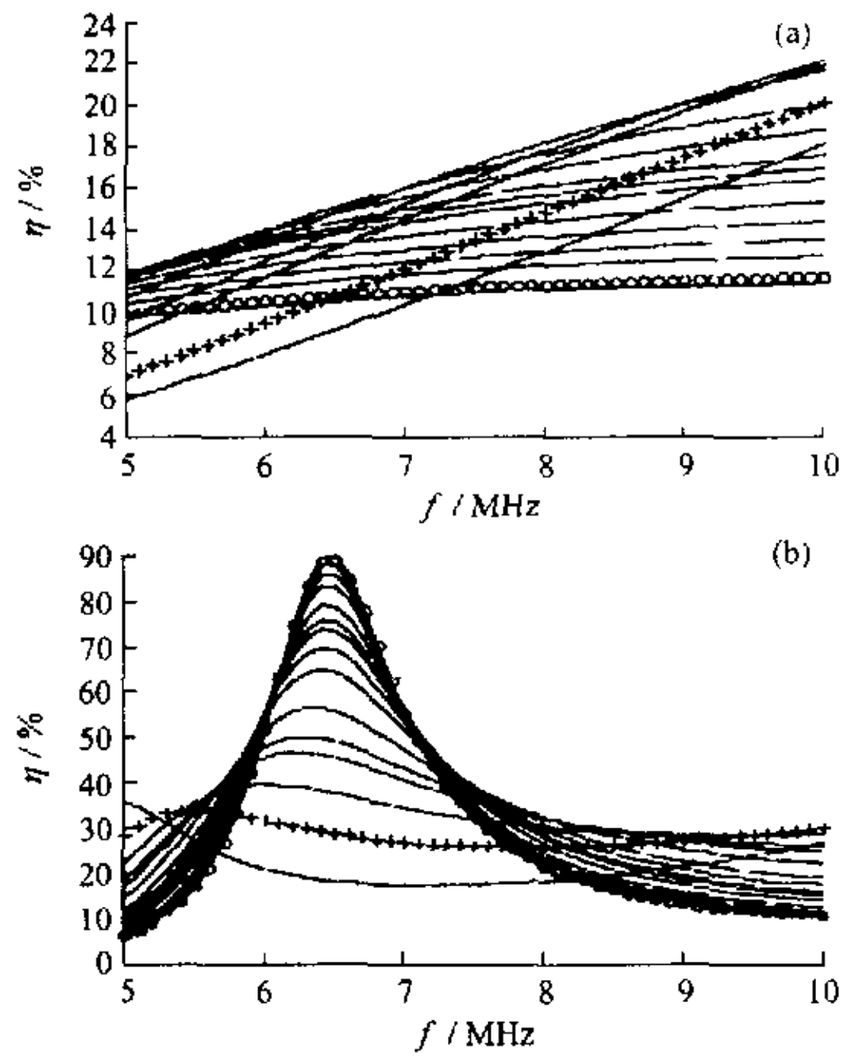

图 6 端接不同发射机的效率

(a)无匹配网络 (b)有匹配网络

60%左右,在 6.5 MHz 附近约 1 MHz 的带宽内,平均效率可达 80%以上. 图 4(c)中的参数表示接端接 300 Ω 接收机时优化的匹配网络,其中 $L_1=8501.2$ nH, $L_2=899.1$ nH, $L_3=2399.5$ nH, $C_1=420.3$ pF, $C_2=115.7$ pF.

可见,当电小天线的输入阻抗实部较小且显容性时,在接收机和天线之间优化出相应的双端匹配网络,可较好地解决电小天线的匹配和效率问题.

3 结 论

实频技术的特点就是寻求一种最佳匹配网络,使失配损失减少到最低程度. 大量的实验证明[1],该方法在天线的匹配技术中有着很大的潜力. 通过本文对二端口匹配问题原理的介绍,以及一些实例,可以看出本文对传统实频法的改进是有效的.

参考文献:

[1] Ramahi O M. The Design of Matching Network for an HF Antenna Using Real Frequency Method[J]. *IEEE Trans on AP*, 1989, **37**(4):506-509.

[2] Carlin H J. A New Approach to Gain Bandwidth Problems[J]. *IEEE Trans*, 1977, CAS-**24**(4):170-175.

[3] Carlin H J, Yarman B S. The Double Matching Problem: Analytic and Frequency Solution[J]. *IEEE Trans*, 1983, CAS-**30**:15-28.

Design of Broadband Antenna Impedance Matching Networks

GAO Huo-tao, HOU Jie-chang, YANG Zi-jie, SHI Zhen-hua

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei, Chian)

Abstract: A new method——line segment solution is presented to deal with broadband double matching. The real part of impedance of matching network is represented approximately by a number of straight line segments on logarithm coordinate, so that greatly simplifies the calculation of phase function and reduces the degree of nonlinearity of transduce power gain. Finally, by using the measured input impedance data of some antennas given in this paper, the design of those broadband matching network are accomplished.

Key words: antenna; broadband matching network; real frequency method; network synthesis