

宽带匹配网络的实频法研究

专业： 电路与系统

硕士生： 王昭初

指导老师： 龙云亮教授

摘要

宽带匹配网络是通信系统的一个重要组成部分,其作用是连接一个信号源和负载,使在需要的频带内从信号源向负载的功率传输为最大。

本文主要研究宽带匹配网络的理论及其应用,包括理论研究和应用设计两部分。在理论研究中,讨论了通信系统中匹配网络的各种设计方法。在应用设计中,主要设计了微带天线的匹配网络。本文设计的匹配网络属于无源负载的匹配网络。

本文的主要研究结果如下:

(1) 本文综合了通信系统匹配网络的各种设计方法,对实频法设计宽带匹配网络做了详细的分析,分析了实频法现代工程应用优越性。

(2) 本文在设计宽带匹配网络方面做了详细的研究。在选取宽带匹配网络的设计方法时,针对参考文献中的方法做了细致的分析,对文献中假设匹配网络的阻抗函数的阻抗实部的折线段模型,从两个方面做了研究:〈一〉匹配网络阻抗函数的折线段模型的段数 〈二〉匹配网络阻抗函数的折线段模型的频段划分区间。在这两方面,我们都给出了数值计算结果。

(3) 应用实频技术法设计出了矩形微带贴片天线和微带漏波天线的匹配网络。分析讨论了设计中的难点及处理方法,具体给出了建立优化目标函数的方法、

步骤和应注意的事项。进行了大量的数值计算，最终得出了优化结果。

(4) 本文在匹配网络阻抗函数的实部折线段模型求出之后，研究了如何利用其阻抗实部求出匹配网络的阻抗函数，然后来综合出整个匹配网络。

关键词：宽带匹配网络；传输功率增益函数；实频法；微带天线；
电路综合；数值计算

Research of Real Frequency Method in Broadband Matching Network

Major: Circuits and Systems

Name: Zhaochu Wang

Supervisor: Professor Yunliang Long

ABSTRACT

Broadband matching network is a very important part in communication systems. The mission of broadband matching network is to make the source transfer the biggest power to load between the source and load in the frequency band that we need.

The main research in this thesis is about broadband matching network design theory and its applications. In the theory research, various methods of design matching network are discussed. In the application research, two examples of application design are presented: one, designing a matching network for microstrip antenna; the other, designing a matching network for microstrip leaky wave antenna. Both of them belong to the design of matching network of passive load.

The main work of the thesis is as follows:

1. In the thesis, various methods of designing broadband matching network are introduced, the detail discussion about the Real Frequency Method that is a way to design matching network is given. This method is using very frequently in modern

engineering applications.

2. A specific research of the method in designing broadband matching network is done with the comparison between our numerical calculating experiments and results from the reference. Then after some change of the model, some numerical calculating experiments are presented.

3. Two broadband matching networks have been designed, one is for microstrip antenna, and the other is for microstrip leaky antenna. In the designing process, some difficult points have been discussed, and the step how to set up an optimized function has been focused. A lot of numerical simulation experiments have been done, and a broadband matching network has been constructed by some way.

4. Then the whole circuit model can be constructed by using the real part of the impedance and the impedance function.

Key words: Broadband matching network; Transfer power gain function; Real Frequency Method; Microstrip antenna; Numerical calculation

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着现代无线电通信技术的飞速发展,不同用途的通信系统越来越多,在通信系统的任何收发系统中都要应用网络匹配。研究宽带匹配网络[1]的设计方法具有十分重要的意义。

宽带匹配网络是通信系统的一个重要组成部分,其任务是在给定的信号源和负载之间设计一个匹配网络,使其在感兴趣的频带内从信号源向负载的功率传输为最大。根据源阻抗的不同,宽带匹配问题可以分为单匹配和双匹配,若源阻抗是一个纯电阻,此时的匹配问题称为单匹配[2,3,4]。若源阻抗是一个复阻抗,则匹配问题称为双匹配[3,5]。根据通信系统的信道数目,宽带匹配网络的设计又可以分为:单路通信系统宽带匹配网络的设计和多路通信系统宽带匹配网络的设计。单路通信系统宽带匹配网络的设计就是实现一个输入(源)和一个输出(负载)之间的匹配,而多路通信系统宽带匹配网络的设计则是使一个输入和多个输出,或多个输入和一个输出,或多个输入和多个输出之间达到匹配。多路匹配网络只是宽带匹配网络应用中的一个例子。

1.2 宽带匹配网络的研究和发展

匹配问题最早是由博德(Bode)于 1945 年提出的[6],他当时所研究的是一类很有用的,但仅限于电容和电阻并联组成的负载阻抗。博德虽然确定了这类匹配网络的增益带宽的基本限制,但他没有进一步研究对无耗网络附加的限制条件。范诺(Fano)于上世纪 50 年代发展了博德的研究[7],并以完全一般的方式解决了任意无源负载与电阻性信号源之间的阻抗匹配问题。范诺的结果表示为带有适当加权函数的一组积分约束条件,加权函数由负载阻抗决定。1964 年,尤拉(Youla)在复数归一化原理基础上,建立了一种新的理论[8],解决了范诺研究中所遇到的一些问题。1966 年,Chan 和 Kuh 又将尤拉理论推广到有源或无源负载和电阻性信号源之间的匹配问题,并得到一组系数约束公式[9]。当然,在此期间,其

它作者也作了大量的工作。后来,这些理论又被很多的作者发展和精炼与此同时,在1961年 Schoeffler 提出了相容阻抗的概念[10],从不同的方面研究了匹配问题。利用尤拉在宽带匹配方面的结果, Satyanarayana 和 Chen 于1980年提出了另一个相容阻抗定理[11]。1988年 Zhu 和 Chen 将相容阻抗原理和宽带匹配理论统一起来,并证明相容阻抗和宽带匹配是一个问题的两个方面[12]。后来,又经过很多发展,这些结果可用于解决宽带匹配问题。

宽带匹配理论已较为完善,利用这些理论设计宽带匹配网络,具有理论性强,对于不太复杂的负载能得出闭式解,便于理论研究等优点,但在实际应用方面却存在一些不足之处,比如:利用宽带匹配理论设计匹配网络时,要求源和负载的特性要用解析表达式的形式给出,这在实际工程应用中很难办到,尤其是随着现代通信技术的发展,终端负载往往是通过测量的手段得到的,不能得出解析表达式,设计出的匹配网络中往往含有理想变压器,这在实际工程制作中,较难实现设计过程很繁杂,对负载函数的每一个传输零点都要作劳伦特展开[13],并要对反射系数作最小相位分解等。对于分布参数网络的设计,采用了等量传输线,只利用了特性阻抗变化的特性,而没有利用传输线长度也可以变化的特点,因此浪费了资源等。

随着计算机的发展,计算机辅助设计(CAD)技术迅速应用于宽带匹配网络的设计中。H.J. Carlin 于1979年提出了实频技术法和简化实频法[14-20],他在该方法中采用一些折线段模拟某一可实现阻抗的实部,建立优化模型,进行优化。该方法直接利用实频负载数据(这些数据可以通过实验测得的),不需要负载模型和负载的解析表达式,也不需要预先假定匹配网络的拓扑结构和传输函数的解析式。J. Pandel 和 A. Fettweis[21]在实频技术法的基础上提出了参量技术法,将实频技术法的公式用布隆(Brune)函数的参量表达式来表示[4],对实频技术中所存在的一些缺点作了改进,提高了稳定性和计算速度。同时,直接优化法[22]也得到了很大的发展。结合这些方法,宽带匹配网络的计算机辅助设计取得了很大的发展。

M. Vai 和 S. Prasad 将匹配网络的设计与神经网络进行了结合[23],取得了很好的效果,如现代的遗传算法[24,25]。

1.3 本文的内容安排及主要研究结果

正如本章开始所言,本文包括理论研究和实际具体设计。在理论研究中,首先从网络的基本知识着手,讨论了宽带匹配的各种理论,在此基础上,给出了通信系统中匹配网络的各种设计方法,由于实频法的现代工程应用前景,重点分析了设计宽带匹配网络的各种实频法。在实际设计中,利用实频法进行了微带天线和微带漏波天线的匹配网络的优化设计,该设计属于无源负载匹配网络的设计。结合这些研究,本文的内容安排和所得到的主要结果如下:

第2章 主要介绍一些电路网络方面的基础知识,包括正实函数、有界实矩阵和有界实函数的概念。在这些概念的基础上,进一步研究了网络函数的性质,最后介绍了 n 端口网络的网络参数,并着重介绍了 n 端口网络的归一化 S 参数。这些都是我们以后研究和设计匹配网络的基础。

第3章 通信系统匹配网络的综合设计法。从博德宽带匹配理论着手,首先论述一类最简单的、 RC 并联型负载对匹配网络增益带宽的限制,接着讨论了负载传输零点的分类,以及对于不同的传输零点复归一化反射系数所应满足的约束,在此基础上,给出了设计集总参数匹配网络的综合方法。同时,从匹配理论的另一个方面着手,阐述了两个阻抗相容的定义以及所应满足的条件。最后给出了设计分布参数匹配网络的综合方法。

第4章 通信系统宽带匹配网络的优化设计方法。指出综合设计法所存在的缺点和不足,然后给出利用计算机辅助设计解决这些问题的方法,讨论实频法各种方法:包括驻波比法、实频技术法,简化实频法和直接优化法。这些方法均直接利用负载的实频数据,而不需要知道负载的解析表达式和模型。所以在当前的宽带匹配网络的研制中具有很好的应用前景。本章着重讨论了实频法中实频技术法,同时对分析其它的几种方法的特点。

第5章 本章是实频技术法的应用设计。首先针对参考文献中的天线阻抗匹配网络的设计,做了大量的研究工作,在该研究中,应用各种不同的模型来表达匹配网络的实部,并对每一模型都做了数值计算,讨论了数值计算结果。从中,我们发现可以对匹配网络的实部折线段模型进行不均匀的频段划分,还可以对匹配网络实部模型的进行不同段数划分。通过对比分析,选择了合适的方法来设计微带天线和微带漏波天线的宽带匹配网络。利用求出的匹配网络的实部模型,求出

了匹配网络的阻抗函数。最后综合出了匹配网络的电路模型。

第 2 章 电路网络基础

2.1 引言

微波网络是由有限个元件连接而成的一种结构。这些元件可以是集总参数元件（如：电阻 电容 电感等），也可以是分布参数元件（如：传输线 波导等）。微波网络可以看成是一个黑匣子，它通过端口与外界进行能量或信息交换，如果对它有 n 个激励，它有 n 个响应，该网络称为 n 维或 n 端口网络。

为了后面的论文研究，本章介绍一下电路网络的基础知识

2.2 正实函数

2.2.1 正实函数的定义

若函数 $G(s)$ 满足：

- (1) 在 s 的右半平面解析
- (2) s 是实数，则 $G(s)$ 是实函数
- (3) $\operatorname{Re} s \geq 0, \operatorname{Re} G(s) \geq 0$

则 $G(s)$ 为正实函数。

2.2.2 正实函数的性质

正实函数具有下列一些性质：

- (1) 正实函数的导数也是正实函数
- (2) 正实函数之和仍为正实函数
- (3) 正实函数的复合函数仍为正实函数

2.3 有界实矩阵与有界实函数

对于一个 m 阶方阵 S ，其元素均为复变量 s 的函数，若 S 满足：

- (1) 在 $\text{Re } s > 0$ 处， S 的所有元素都是解析的。
- (2) 对于正实的 s ， $S(s)$ 是实的。
- (3) 对于 $\text{Re } s > 0$ ， $I - S^+(s)S(s)$ 是非负定的埃尔米特矩阵。

则 S 为有界实矩阵。

一个 1×1 阶的有界实矩阵称为有界实函数。

2.4 网络函数及性质

网络函数是用来描述网络的特性，在时域内可以用冲激响应表征网络的特性，在频域内可以用网络函数表征网络的特性。既然冲激响应和网络函数都可以用来表征网络的特性，那么，它们之间必然有对应的关系，这一关系就是网络函数与冲激响应互为变换对关系。

2.4.1 网络函数的定义及其分类

响应与激励之比定义为网络函数，用符号 H 表示，它是联系响应与激励的量。在图中的单口网络中，激励和响应在同一个端口，则网络函数为策动点函数，有两种定义：一是激励为 V ，响应为 I 。

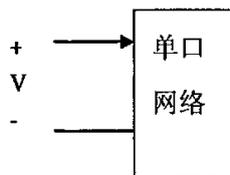


图 2-1 单口网络

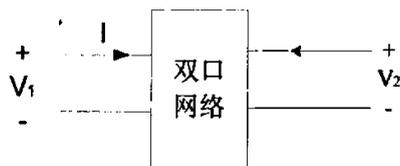


图 2-2 双口网络

$$\text{策动点导纳函数 } H(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = Y(s) \quad (2-1)$$

$$\text{另一是激励为 } I, \text{ 响应为 } V \text{ 的策动点阻抗函数 } H(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = Z(s) \quad (2-2)$$

当激励和响应在不同的端口上时，网络函数称为转移函数，有六种，它们分别是：

$$\text{正向转移导纳: } H(s) = \frac{I_2(s)}{V_2(s)} \quad (2-3)$$

$$\text{转移电压比: } H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \quad (2-4)$$

$$\text{正向转移阻抗: } H(s) = \frac{V_2(s)}{I_1(s)} \quad (2-5)$$

$$\text{反向转移阻抗: } H(s) = \frac{V_1(s)}{I_2(s)} \quad (2-6)$$

$$\text{反向转移导纳: } H(s) = \frac{I_1(s)}{V_2(s)} \quad (2-7)$$

$$\text{转移电流比: } H(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} \quad (2-8)$$

由上述可以看出：网络函数分为两大类，策动点函数和转移函数。当激励是复指数信号时，强制信号也即响应信号也是复指数信号的形式。网络函数 $H(S)$ 便是复频率 S 的函数，定义为：

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2-9)$$

其中， $B(s)$ 为响应的复数振幅， $A(s)$ 为激励的复数振幅。

在实频率下 ($s=j\omega$), 定义为:

$$H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)}$$

这两种定义的结果是一致的。

2.4.2 网络函数的一些性质

尽管转移函数和策动点函数的定义不同, 其性质也有所差别, 但由于它们都是 ω 网络函数, 二者也应具有一些共同的性质, 这里只给出它们的一些性质

(1) 网络函数是实有理函数。

集总、线性、时不变网络的网络函数是一实系数的有理函数, 形式上是两个实系数的多项式之比, 形如:

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} = \frac{\sum_{i=0}^m a_i s^i}{\sum_{j=0}^n b_j s^j} \quad (2-10)$$

式中多项式系数都是实数, s 是复频率变量。如果将分子、分母多项式写成因式形式, 则得出另一种表示式:

$$H(s) = H \frac{(S-s_1)(S-s_2)\dots(S-s_m)}{(S-r_1)(S-r_2)\dots(S-r_n)} \quad (2-11)$$

(2) 网络函数零点和极点的分布关于实轴对称

(3) 稳定网络的网络函数分母是 Hurwitz 多项式 [4]

(4) 策动点函数是正实函数

2.5 n 端口网络

在本章的前言中, 我们已给出了 n 端口网络的定义, 严格说来只满足这样定义的网络只能被称为 $2n$ 端口网络, 要使其成为 n 端口网络, 还应加一些限制。

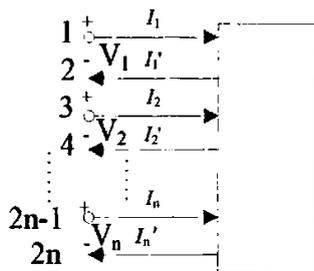


图 2-3 2n 端网络

如图 2-3 所示的 2n 端网络，设用电压和电流来表示其外部特征，只有当其上电流满足下面的条件时，才能称为 n 端口网络。

$$\begin{cases} I_1 = I'_1 \\ I_2 = I'_2 \\ \vdots \\ I_n = I'_n \end{cases} \quad (2-12)$$

对于 n 端口网络描述其特性的参数很多，如：Y 参数、Z 参数、h 参数、G 参数、A 参数、S 参数、T 参数等。在本文中，由于 Z 参数、A 参数和 S 参数使用较多，所以下面就只讨论这三种参数。为简明起见，先讨论两端口网络的各种参数，而后再推广到 n 端口网络。

2.5.1 Z 参数及其性质



图 2-4 两端口网络

在两端口网络中，如图 2-4，若把两个端口的电流作为独立变量，把两端口上的电压作为因变量。用以描述两端口网络特性的参数即 Z 参数，其关系式为：

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2-13)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2-14)$$

写成矩阵的形式:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

式中的系数矩阵:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

上述的矩阵即阻抗矩阵, 其元素 Z_{11} 、 Z_{12} 、 Z_{21} 和 Z_{22} , 叫做 Z 参数。

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad (2-18)$$

$$Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad (2-19)$$

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad (2-20)$$

$$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad (2-21)$$

由上式也可看出各参数的物理意义:

Z_{11} 是当 2 端口开路时, 1 端口的策动点阻抗, 也即是 2 端口开路时, 1 端口的输入阻抗。

Z_{22} 是当 1 端口开路时, 2 端口的策动点阻抗, 也即是 1 端口开路时, 2 端口的输入阻抗。

Z_{21} 是 2 端口开路时, 1 端口的转移阻抗。

Z_{12} 是 1 端口开路时, 2 端口的转移阻抗。

尽管四个参数都是阻抗形式, 但是它们的性质却不完全相同。 Z_{11} , Z_{22} 是策动点函数, 所以它们是正实函数; 而 Z_{12} , Z_{21} 是转移函数, 它们不是正实函数。

n 端口网络的 Z 参数可由两端口网络推广而来, 其阻抗矩阵为:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

同样, Z_{ij} ($i=1, 2, \dots, n$), 是策动点函数, 它们是正实函数; Z_{ij} ($i=1, 2, \dots, n$; $j=1, 2, \dots, n$; $i \neq j$) 是转移函数, 不是正实函数。

2.5.2 A 参数及其性质

如图 2-4 的两端口网络, 若选取输出端口的电压 V_1 和电流 I_1 作为独立变量, 而以输入端口的电压 V_2 和电流 I_2 , 作为因变量时, 用以描述双端口网络特性的参数称为 A 参数, 即传输参数。其关系式:

$$V_1 = A_{11}V_2 - A_{12}I_2 \quad (2-23)$$

$$I_1 = A_{21}V_2 - A_{22}I_2 \quad (2-24)$$

用矩阵表示为:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

$$\text{其系数矩阵为: } A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

称为两端口网络的传输矩阵。传输矩阵可利用 (2-25) 和 (2-26) 式求得, 如求图 2-5 所示的无耗传输线的 A 矩阵:

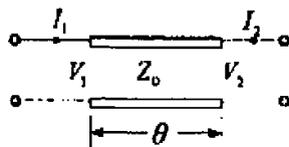


图 2-5 无耗传输线

根据传输线方程[26]可求得:

$$\begin{cases} V_1 = \cos\theta V_2 - jZ_0 \sin\theta I_2 \\ I_1 = j\frac{1}{Z_0} \sin\theta V_2 - \cos\theta I_2 \end{cases} \quad (2-27)$$

写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_0 \sin\theta \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

A 参数具有一些基本性质:

(1) 互易网络 A 矩阵的行列式值为 1, 即:

$$\det A = 1 \quad (2-29)$$

(2) 级联网络, 对于如图 2-6 所示的级联传输系统, 总的网络的 A 参数是各个网络 A 参数的依次乘积, 即:

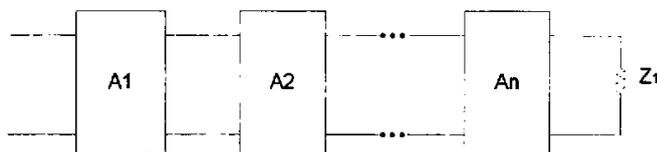


图 2-6 级联传输系统

$$A = \prod_{l=1}^N A_l \quad (2-30)$$

(3) 负载阻抗 Z_l 与输入阻抗 Z_{in} 的关系由 A 参数的定义, 计 $Z_{in} = V_1/I_1$, 而 $Z_{in} = V_2/I_2$, 易得:

$$Z_{in} = \frac{A_{11}Z_l + A_{12}}{A_{21}Z_l + A_{22}} \quad (2-31)$$

2.5.3 S 参数及其性质

上述 Z, A 矩阵都是用电压和电流来表示端口特性的, 但是, 在微波频率下, 电压和电流已失去了明确的物理意义, 且 Z、A 在微波频率下也难已测量。为了研究微波电路的特性, 设计微波电路的结构, 就需要一种在微波频率下能用测量的方法确定的网络矩阵参数, 这便是散射参数, 即 S 参数。

S 参数是用入射波 a 和反射波 b 来定义的, 对于图 2-7 所示的 n 端口网络, 有:

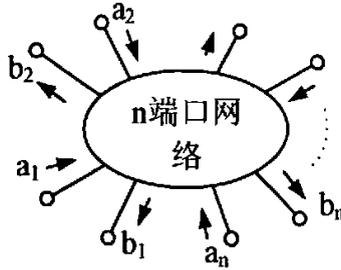


图 2-7 n 端口网络

其各元素的物理意义为:

S_{ii} ($i=1, 2, \dots, n$) 是除 i 端口外, 其它各端口均匹配时, i 端口的反射系数。

S_{ij} ($i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, n; i \neq j$) 是除 j 端口外, 其它各端口均匹配时, j 端口到 i 端口的传输系数

散射参数具有下列性质[27]:

(1)互易网络

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (i, j=1, 2, \dots, n) \quad (2-32)$$

(2)无耗网络散射矩阵的么正性

$$S^* S = I \quad (2-33)$$

(3)双口网络输入反射系数 Γ_{in} 与负载反射系数 Γ_l 的关系如图 2-8 所示的双口网络, 其 Γ_{in} 与 Γ_l 的关系为:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_l}{1 - S_{22} \Gamma_l} \quad (2-34)$$

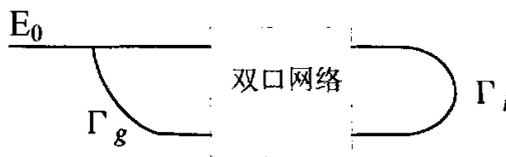


图 2-8 双口网络

(4)散射矩阵是有界实矩阵

$$(S) \text{无耗匹配网络条件是: } S_{22} = \Gamma_l^* \quad (2-35)$$

证明: 如图 2-8 所示的双端口网络为无耗匹配网络, 则 $\Gamma_m = 0$, 考虑到(2-34)式及无耗网络的么正性可得:

$$|S_{11}|e^{j\varphi_{11}} = \frac{(1-|S_{11}|^2)e^{j(\varphi_{11}+\varphi_{22})}\Gamma_l e^{j\varphi_l}}{1-|S_{11}||\Gamma_l|e^{j(\varphi_{22}+\varphi_l)}} \quad (2-36)$$

经过简单的运算有

$$|S_{11}| = |\Gamma_l|e^{j(\varphi_{22}+\varphi_l)} \quad (2-37)$$

于是无耗网络的匹配条件是

$$\begin{cases} |S_{11}| = |S_{22}| = |\Gamma_l| \\ \varphi_{22} + \varphi_l = n \cdot 360^\circ \end{cases} \quad (2-38)$$

更简洁的形式是

$$S_{22} = \Gamma_l^* \quad (2-39)$$

2.5.4 n 端口网络的广义散射参数 [27]

上节所定义的 s 矩阵是针对微波电路的, 它完全取决于网络本身, 而不受外界电路的影响, 在电路理论中, 它将随端口所接负载的不同而不同。

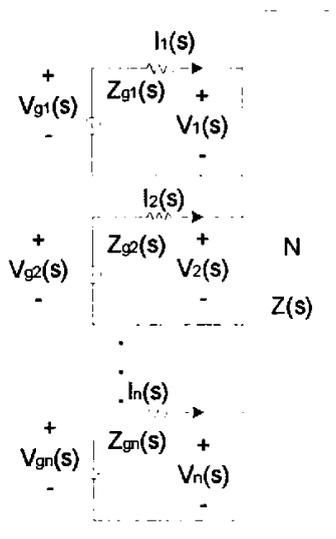


图 2-9 与电源电路相连接的 n 端口网络 N

图 2-9 表示与电源电路相连接的 n 端口网络 N ，其参考阻抗矩阵为：

$$Z(s) = \begin{bmatrix} Z_{g1}(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Z_{g2}(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Z_{gn}(s) \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

端口电压，端口电流和电源电压分别为：

$$V(s) = \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \\ 0 \\ V_n(s) \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

$$I(s) = \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \\ 0 \\ I_n(s) \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

$$V_g(s) = \begin{bmatrix} V_{g1}(s) \\ V_{g2}(s) \\ 0 \\ V_{gn}(s) \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

n 端口网络的阻抗矩阵：

$$Z(s) = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) & \cdots & Z_{1n}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) & \cdots & Z_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1}(s) & Z_{n2}(s) & \cdots & Z_{nn}(s) \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

它们分别是实频率下对应量在整个复平面的解析延拓。比如 $\bar{z}(j\omega) = z(-j\omega)$ 的解析延拓是 $z(-s)$ 以 $z_0(s) = z(-s)$ 表示。在实频率下，最佳匹配条件是 $z(j\omega) = \bar{z}(j\omega) = z(-j\omega)$ ，而对于所有复频率 s ，最佳匹配条件是 $Z(s) = z_0(s) = z(-s)$ 。

用 $V_i(s)$ 和 $I_i(s)$ 表示入射电压和入射电流，它们是在共扼匹配情况下的实际电压和电流，即：

$$V_i(s) = \begin{bmatrix} V_{i1}(s) \\ V_{i2}(s) \\ \vdots \\ V_{in}(s) \end{bmatrix} = z_0(s)[z_0(s) + z(s)]^{-1}V_g(s) = \frac{1}{2}z_0(s)r^{-1}(s)V_g(s) \quad (2-45a)$$

$$I_i(s) = \begin{bmatrix} I_{i1}(s) \\ I_{i2}(s) \\ \vdots \\ I_{in}(s) \end{bmatrix} = [z_0(s) + z(s)]^{-1}V_g(s) = \frac{1}{2}r^{-1}(s)V_g(s) \quad (2-45b)$$

式中

$$r(s) = \frac{1}{2}[z(s) + z_0(s)] \quad (2-45c)$$

是电源阻抗的偶部，也叫做 $Z(s)$ 的准埃尔米特部分。

在非共扼匹配的情况下，将有反射电压和反射电流，分别用 $V_r(s)$ 和 $I_r(s)$ 表示。

$$V_r(s) = \begin{bmatrix} V_{r1}(s) \\ V_{r2}(s) \\ \vdots \\ V_{rm}(s) \end{bmatrix} \quad (2-46a)$$

$$I_r(s) = \begin{bmatrix} I_{r1}(s) \\ I_{r2}(s) \\ \vdots \\ I_{rm}(s) \end{bmatrix} \quad (2-46b)$$

根据传输线理论，实际工作电压和电流分别为：

$$\begin{cases} V(s) = V_i(s) + V_r(s) \\ V(s) = Z(s)[Z(s) + z(s)]^{-1}V_g(s) \end{cases} \quad (2-47)$$

同时，根据电路理论，电压和电流也可表示为：

$$\begin{cases} V(s) = Z(s)[Z(s) + z(s)]^{-1}V_g(s) \\ I(s) = [Z(s) + z(s)]^{-1}V_g(s) \end{cases} \quad (2-48)$$

电流散射矩阵 $S^I(s)$ 和电压 $S^V(s)$ 散射矩阵的定义为：

$$\begin{cases} V_r(s) = S^V(s)V_i(s) \\ I_r(s) = S^I(s)I_i(s) \end{cases} \quad (2-49)$$

则容易求得:

$$\begin{cases} S^I(s) = [Z(s) + z(s)]^{-1}[Z(s) - z_0(s)] \\ S^V(s) = [Z(s) + z(s)]^{-1}[Z(s) - z_0(s)]z_0^{-1}(s) \end{cases} \quad (2-50)$$

由上式可以看出 $S^I(s)$ 和 $S^V(s)$ 的关系为:

$$S^V(s)z_0(s) = z(s)S^I(s) \quad (2-51)$$

此式说明, 一般情况下, 电流散射参数和电压散射参数是不同的, 这对实际使用不方便, 我们可以通过归一化将它们统一起来。

考虑任一端口 k 上的有理阻抗 $z_{ek}(s)$ 的准埃尔米特部分 $r_k(s)$, 容易看出, $r_k(s)$ 是偶函数, 它为两个偶多项式之比。这就意味着 $r_k(s)$ 的极点和零点对于实轴和虚轴呈象限对称。因此, 可将 $r_k(s)$ 分解为如下的因式:

$$r_k(s) = h_k(s)h_k^*(s) \quad (2-52)$$

实现上式唯一分解的条件是

$r_k(s)$ 在开 LHS 的极点属于 $h_k(s)$, 在开 RHS 的极点属于 $h_k^*(s)$

$r_k(s)$ 在开 RHS 的零点属于 $h_k(s)$, 在开 LHS 的零点属于 $h_k^*(s)$

$r_k(s)$ 在 $j\omega$ 轴上的零点(是偶重的)均等分配给 $h_k(s)$ 和 $h_k^*(s)$ 于是 $r(s)$ 可以分解为

$$r(s) = h(s)h^*(s) \quad (2-53)$$

$h(s)$ 与 $h^*(s)$ 为对角阵。

归一化入射波和归一化反射波定义为:

$$\begin{cases} a(s) = h_+(s)I_i(s) \\ b(s) = h(s)I_r(s) \end{cases} \quad (2-54)$$

归一化散射矩阵 $S(s)$ 定义为:

$$b(s) = S(s)a(s) \quad (2-55)$$

由

$$b(s) = h(s)I_r(s) = h(s)S^I(s)I_i(s) = h(s)S^I(s)h_+^{-1}a(s) \quad (2-56)$$

得到:

$$S(s) = h(s)S^I(s)h_*^{-1}a(s) = h(s)Y_{a1}(s)[Z(s) - z_*(s)]h_*^{-1}(s) \quad (2-57)$$

式中

$$Y_{a1}(s) = [Z(s) + z(s)]^{-1} \quad (2-58)$$

也可以得到:

$$\begin{cases} a(s) = \frac{1}{2}h_*^{-1}(s)[V(s) + z(s)I(s)] \\ b(s) = \frac{1}{2}h_*^{-1}(s)[V(s) - z(s)I(s)] \end{cases} \quad (2-59)$$

2.5.5 双口网络的衰减

双口网络的衰减特性不仅取决于网络参数,而且也与网络所处的系统有关。一般说来,双口网络的一端总可以看作是由源和内阻所组成的等效源,而另一端则是等效负载,如图 2-10 所示。

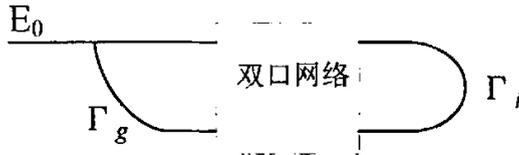


图 2-10 微波系统中的双口网络

双口网络的衰减[2]定义为未插入网络时和插入网络后负载吸收功率的比值再 10lg。用它来表征网络对系统功率传输的影响,即

$$L = 10\lg\left(\frac{P_0}{P_l}\right)dB \quad (2-60)$$

其中, P_0 表示未插入网络时负载所吸收的功率; P_l 表示插入网络后负载所吸收的功率。

根据系统情况,一般常有两种衰减定义:一是匹配系统,即 Γ_g 和 Γ_l 均为零;二是实际系统,即 Γ_g 和 Γ_l 为任意值。

(1)网络的工作衰减

网络在匹配系统的衰减称为工作衰减,用 L_a 表示,因为匹配系统有唯一性,所以工程中常把工作衰减作为元器件衰减的出厂指标。很容易导出,网络工作衰减的一般公式为:

$$L_a = 20\lg \frac{1}{|S_{21}|} \quad (2-61)$$

上式也可写成

$$L_a = 20\lg \frac{1}{|S_{21}|} + 10\lg \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \quad (2-62)$$

上式右边第一项表示反射性衰减,第二项表示损耗性衰减。当网络无耗时,有

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2-63)$$

$$\text{所以 } L_a = 10\lg[1 / (1 - |S_{11}|^2)] \quad (2-64)$$

(2)网络的插入衰减

网络在实际系统中的衰减称为插入衰减,用 L 表示很明显,工作衰减 L_a 也可以看作是网络在匹配系统中的插入衰减。可以推出

$$L_i = 20\lg \left| \frac{(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_l) - S_{12}S_{21}\Gamma_l\Gamma_g}{(1 - \Gamma_l\Gamma_g)S_{21}} \right| \quad (2-65)$$

还可以进一步写成

$$L_i = L_a + \Delta L_i \quad (2-66)$$

其中

$$\Delta L_i = 20\lg \left| \frac{(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_l) - S_{12}S_{21}\Gamma_l\Gamma_g}{1 - \Gamma_l\Gamma_g} \right| \quad (2-67)$$

ΔL_i 称为失配误差。

第 3 章 通信系统宽带匹配网络的综合设计方法

3.1 前言

宽带匹配网络的设计是通信系统的一个基本问题，其任务是在给定的信号源和负载之间设计一个匹配网络，使其在整个给定的频带内从信号源到负载的功率转移为最大。根据源阻抗的不同，宽带匹配问题可以分为单匹配和双匹配，若源阻抗是一个纯电阻，此时的匹配问题称为单匹配，若源阻抗是一个复阻抗，则匹配问题称为双匹配。根据通信系统的信道数目，宽带匹配网络的设计又可以分为：单路通信系统宽带匹配网络的设计和多路通信系统宽带匹配网络的设计。单路通信系统宽带匹配网络的设计就是实现一个输入(源)和一个输出(负载)之间的匹配，如图 3-1(a)，而多路通信系统宽带匹配网络的设计则是使一个输入和多个输出，或多个输入和一个输出，或多个输入和多个输出之间达到匹配，如图 3-1(b)。



图 3-1 (a) 单路通信系统匹配问题

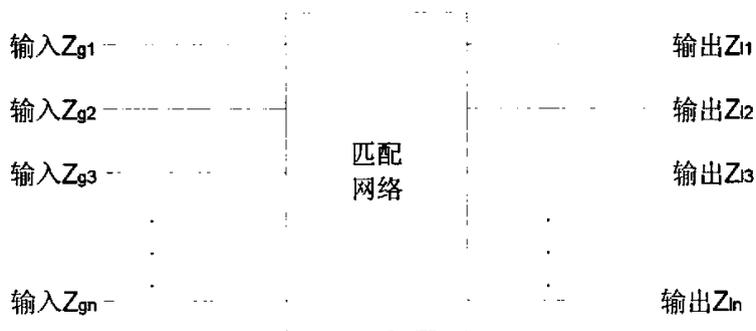


图 3-1 (b) 多路通信系统匹配问题

匹配问题最早是由博德(Bode)于 1945 年提出的[6]，他当时所研究的是一类很有用的，但仅限于电容和电阻并联组成的负载阻抗。博德虽然确定了这类匹配网络的增益带宽的基本限制，但他没有进一步研究对无耗网络附加的限制条件。范诺(Fano)于 1950 年发展了博德的研究工作，并以完全一般的方式解决了任意

无源负载与电阻性信号源之间阻抗匹配问题。范诺的结果表示为带有适当加权函数的一组积分约束条件[7]，加权函数由负载阻抗决定。1964年，尤拉(Youla)在复数归一化原理基础上，建立了一种新的理论[8]，解决了范诺研究中所遇到的一些问题。1966年，Chan和Kuh又将尤拉理论推广到有源或无源负载和电阻性信号源之间的匹配问题，并得到一组系数约束公式[9]。当然，在此期间，其它作者也作了大量的工作。后来，这些理论又被很多作者发展和精炼。与此同时，在1961年Schoeffler提出了相容阻抗的概念[10]，从不同的方面研究了匹配问题。利用尤拉在宽带匹配方面的结果，Satyanarayana和Chen[11]1980年提出了另一个相容阻抗定理。1988年Zhu和Chen[12]将相容阻抗原理和宽带匹配理论统一起来，并证明相容阻抗和宽带匹配是一个问题的两个方面。后来，又经过很多发展，这些结果可用于解决宽带匹配问题。

本章主要研究单路通信系统即单端口宽带匹配网络的综合设计。

3.2 博德—范诺—尤拉宽带匹配理论

应用阻抗匹配网络使信号源内阻与负载阻抗在所给定的频带内，以预定的增益相匹配时，若源阻抗与负载阻抗都是恒定电阻的情况下，匹配带宽不受限制；否则，匹配带宽就要受到一定的限制，这种限制来源于匹配网络散射参数在物理上的可实现性，而散射参数的可实现性同样也受到负载阻抗的牵制，因此，任何匹配问题都必须包括匹配的最大容差和匹配的最小带宽，它们之间的关系由博德、范诺和尤拉作了研究。

3.2.1 博德理论

如图3-2是宽带匹配网络问题，博德的研究仅限于由电容和电阻并联而成的负载阻抗，即：图3-2中的 Z_l 是由 R_l 和 C_l 并联而成，在这种情况下，其限制为[6]

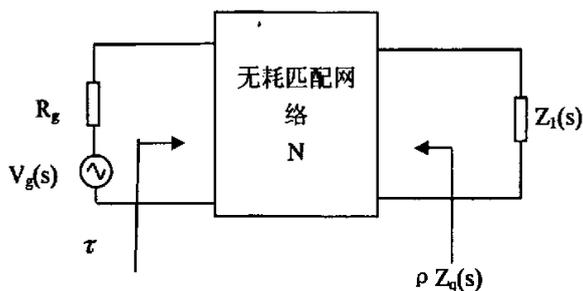


图 3-2 宽带匹配网络

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{C_1 R_1} \quad (3-1)$$

由上式可知，若要在 ω_1 和 ω_2 的频带内，具有良好的匹配，最好的结果是频带外的 $|\Gamma|=1$ 。在此条件下，式(3-1)可变为：

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{C_1 R_1} \quad (3-2)$$

若在给定的频带内， $|\Gamma|$ 为常数，则可求得，在反射系数为 $|\Gamma|$ 的情况下，所能达到的最大匹配带宽为：

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \leq \frac{\pi}{R_1 C_1 \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right|} \quad (3-3)$$

3.2.2 范诺理论[7]

范诺在博德的基础之上，进一步研究了任意无源负载情况，得出了一组带有适当加权系数的约束条件，加权系数由负载阻抗决定，这里只给出 Z_l 的所有传输零点均在无限远处的特殊情况。在这种情况下， Z_l 可用梯形网络实现，如图

3-3

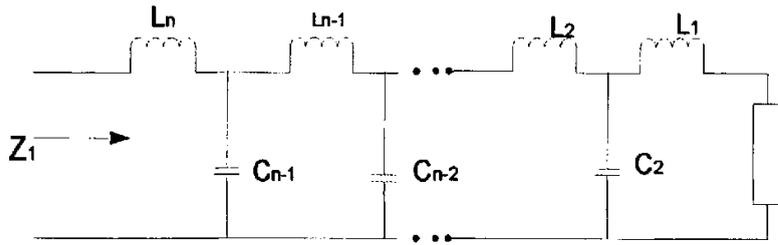


图 3-3 Z_i 的梯形网络实现

其约束关系式的个数与无限远处传输零点的个数相等，假设在无穷远处有 3 个传输零点，则约束关系式为：

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{2} (A_1^{\infty} - 2 \sum \lambda_{ni}) \quad (3-4)$$

$$\int_0^{\infty} \omega^2 \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{2} (A_3^{\infty} - \frac{2}{3} \sum \lambda_{ni}^3) \quad (3-5)$$

$$\int_0^{\infty} \omega^4 \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{2} (A_5^{\infty} - \frac{2}{5} \sum \lambda_{ni}^5) \quad (3-6)$$

式中 λ_{ni} 是 Γ 在右半平面的零点， A_1^{∞} ， A_3^{∞} 和 A_5^{∞} 是下列级数的系数

$$\ln \frac{1}{\Gamma} = j\beta + A_1^{\infty} \lambda^{-1} + A_3^{\infty} \lambda^3 + \dots \quad (3-7)$$

3.2.3 尤拉理论[8]

尤拉理论的基础是复归一化散射参数，对于图 3-2 的两端口网络 N， Z_i 的准埃尔米特部分为

$$r_l(s) = \frac{1}{2} [Z_l(s) + Z_{j\omega}(s)] \quad (3-8)$$

函数 $w(s) = \frac{r_l(s)}{Z_l(s)}$ 的 k 重零点 $s_0 = \sigma_0 + j\omega_0$ 称为 $Z_l(s)$ 的 k 阶传输零点。根据

σ_0 和 $z_l(s_0)$ 的不同，这零点可分为下列四种互相独立的类型：

第 I 类： $\sigma_0 > 0$ ，包括开右半复平面的所有传输零点

第 II 类: $\sigma_0 = 0$ 和 $Z_1(j\omega_0) = 0$

第 III 类: $\sigma_0 = 0$ 和 $0 < |Z_1(j\omega_0)| < \infty$

第 N 类: $\sigma_0 = 0$ 和 $|Z_1(j\omega_0)| = \infty$

在输出端口, 反射系数为:

$$\rho(s) = A(s) \frac{Z_{22}(s) - Z_{I\omega}(s)}{Z_{22}(s) + Z_I(s)} \quad (3-9)$$

式中, $Z_{22}(s)$ 是输入端接 R_g 时, 输出端的策动点阻抗:

$$A(s) = \prod_{i=1}^v \frac{s - s_i}{s + s_i} \quad (3-10)$$

其中 s_i ($i=1, 2, \dots, v$) 是 $Z_I(-s)$ 在开右半复频率平面的诸极点。

$$F(s) = 2A(s)r_I(s) \quad (3-11)$$

$\rho(s)$, $A(s)$ 和 $F(s)$ 关于传输零点 s_0 的劳伦特级数展开式为:

$$\rho(s) = \sum_{x=0}^{\infty} \rho_x (s - s_0)^x \quad (3-12)$$

$$A(s) = \sum_{x=0}^{\infty} A_x (s - s_0)^x \quad (3-13)$$

$$F(s) = \sum_{x=0}^{\infty} F_x (s - s_0)^x \quad (3-14)$$

对于每一个 k 阶传输零点, 它必须满足下列四组系数约束之一:

$$(1) \text{ 第一类: } A_x = \rho_x, x = 0, 1, 2, \dots, k-1. \quad (3-15)$$

$$(2) \text{ 第二类: } A_x = \rho_x, x = 0, 1, 2, \dots, k-1, \text{ 且 } \frac{A_k - \rho_k}{F_{k+1}} \geq 0. \quad (3-16)$$

$$(3) \text{ 第三类: } A_x = \rho_x, x = 0, 1, 2, \dots, k-1, \text{ 且 } \frac{A_{k-1} - \rho_{k-1}}{F_k} \geq 0. \quad (3-17)$$

$$(4) \text{ 第四类: } A_x = \rho_x, x = 0, 1, 2, \dots, k-1, \text{ 且 } \frac{F_{k-1}}{A_k - \rho_k} \geq a_{-1}, a_{-1} \text{ 为 } Z_I(s) \text{ 在}$$

极点 $j\omega_0$ 处的留数。 (3-18)

3.2.4 集总参数网络综合

根据归一化散射参数的性质,可以得到:

$$G(\omega^2) = |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{22}(j\omega)|^2 = 1 - |\rho(j\omega)|^2 \quad (3-19)$$

根据解析延拓理论

$$G(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s) \quad (3-20)$$

对于预定的匹配网络增益特性 $G(\omega_0)$, 可求得:

$$\rho(s)\rho(-s) = 1 - G(-s^2) \quad (3-21)$$

由于 $\rho(s)$ 是有界实函数, 并且我们规定 $\rho(s)$ 是最小相移函数, 于是便可以用下面的方法唯一的确定 $\rho(s)$:

(1) 将 $\rho(s)\rho(-s)$ 在开左半复频率平面的极点分配给 $\rho(s)$, 在开右半复频率平面的极点分配给 $\rho(-s)$;

(2) 将 $\rho(s)\rho(-s)$ 在开 LHS 的零点全部分配给 $\rho(s)$, 在 $j\omega$ 轴上的零点(偶重的)均等分配给 $\rho(s)$ 和 $\rho(-s)$ 。

求得 $\rho(s)$ 后, 便可根据 (3-9) 和 (3-10) 式求出输入端口 $R_g = 1\Omega$ 时, 输出端口的策动点阻抗函数 $Z_{22}(s)$:

$$Z_{22}(s) = \frac{F(s)}{A(s) - \rho(s)} - Z_1(s) \quad (3-22)$$

然后利用辗转相除法综合出匹配网络, 若 $R_g \neq 1\Omega$, 可利用理想变压器, 使其转化为 1Ω 。也可利用其他的方法, 由 $Z_{22}(s)$ 综合出匹配网络。

由以上分析, 可以将匹配网络的设计过程用下面的框图表示:

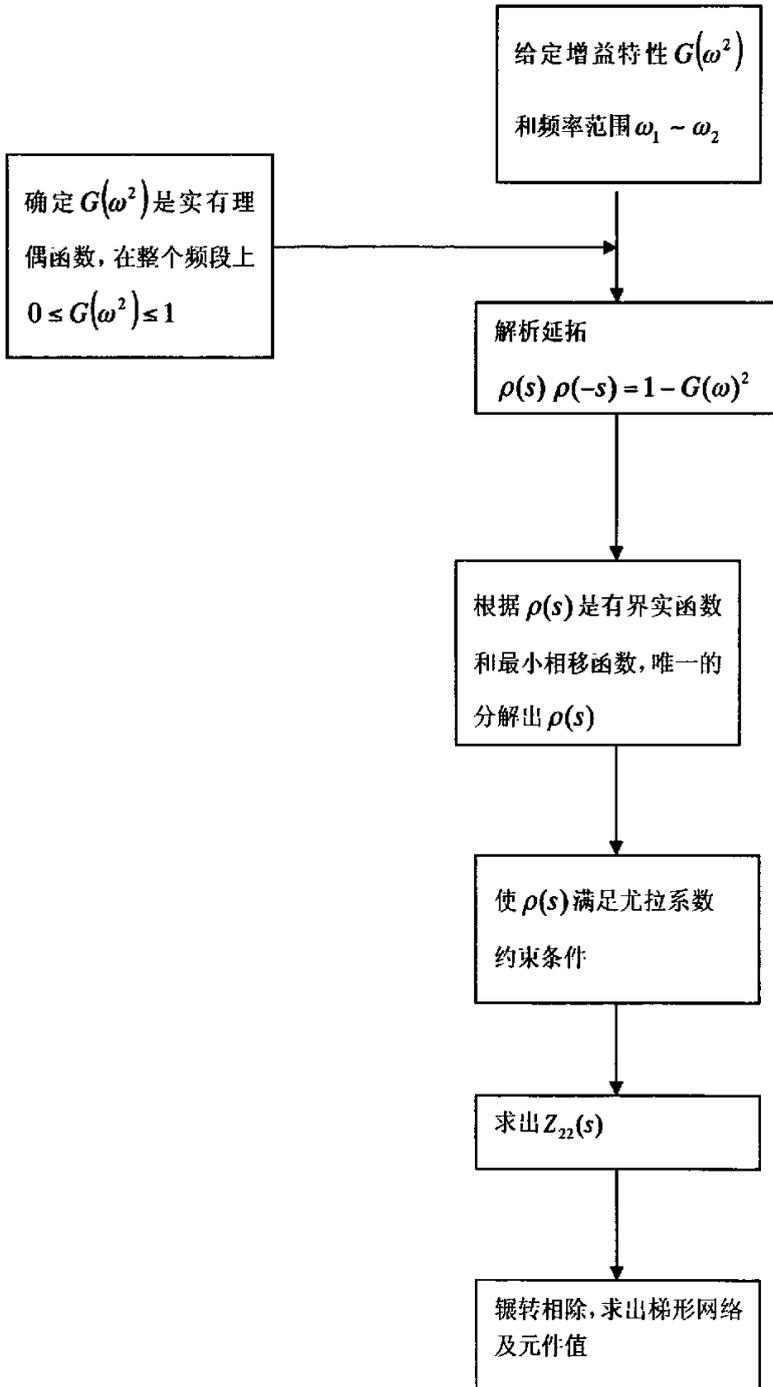


图 3-4 宽带匹配网络设计原理图

适用于这种综合方法的常用增益特性主要有三种, 即: 巴特沃思型、切比雪夫型和椭圆函数型。

(1) n 阶巴特沃思(最平坦型)功率增益特性如下式:

$$G(\omega^2) = \frac{K_n}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}, \quad 0 \leq K_n \leq 1 \quad (3-23)$$

式中 ω_c 是 3dB 弧度带宽, 常数 K_n 是直流增益。

(2) n 阶切比雪夫(等波纹型)功率增益特性为:

$$G(\omega^2) = \frac{K_n}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)^{2n}}, \quad 0 \leq K_n \leq 1 \quad (3-24)$$

式中 $C_n(\omega)$ 是第一类 n 阶切比雪夫多项式, $\varepsilon^2 \leq 1$ 是波纹因子, K_n 为常数, ω_c 为截止频率, 直流增益为:

$$G(0) = K_n \quad n \text{ 为奇数} \quad (3-25)$$

$$G(0) = \frac{K_n}{1 + \varepsilon^2} \quad n \text{ 为偶数} \quad (3-26)$$

(3) n 阶椭圆函数型功率增益特性为:

$$G(\omega^2) = \frac{H_n}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega/\omega_c)^{2n}}, \quad 0 \leq H_n \leq 1 \quad (3-27)$$

式中:

$$F_n(\omega/\omega_g) = \begin{cases} S_n \left[\frac{nK_1}{K} S_n^{-1}(\omega/\omega_g, k), k_1 \right] & n \text{ 为奇数} \\ S_n \left[K_1 + \frac{nK_1}{K} S_n^{-1}(\omega/\omega_g, k), k_1 \right] & n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (3-28)$$

其中 $K_1 = K(k_1)$ 和 $K = K(k)$ 分别是 k_1 和 k 的全椭圆积分。符号 $S_n^{-1}(u, k)$ 表示反椭圆函数。

3.3 相容阻抗

对于阻抗 $Z_1(s)$ 和 $Z_2(s)$, 如果 $Z_1(s)$ 是终端接 $Z_2(s)$ 的集总无耗双口网络的输

入阻抗,或者说,如果 $Z_1(s)$ 可用一个终端接 $Z_2(s)$ 的集总、无耗双口网络实现,则称 $Z_1(s)$ 和 $Z_2(s)$ 是相容阻抗,如图 3-5

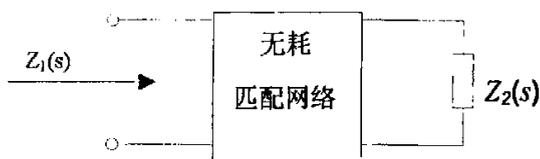


图 3-5 相容阻抗问题图

相容定理:

对于两个阻抗 $Z_1(s)$ 与 $Z_2(s)$,假设它们的准埃尔米特部分分别为 $R_1(s)$ 和 $R_2(s)$ 。 $Z_1(s)$ 和 $Z_2(s)$ 相容的充分必要条件为:

- (1) 对于 $R_2(s)$ 的每一个 m 阶零点 s_0
 - (a) 如果 $Z_2(s)$ 在 s_0 点是解析的,则 $R_1(s)$ 在 s_0 的零点阶数必须不小于 m 。
 - (b) 如果在 $s_0 = j\omega_0$ 处 $Z_2(s_0)$ 是奇点,而 $Z_1(s_0)$ 不是奇点。则 $R_1(s)$ 在 s_0 的零点阶数必须不小于 $m+2$ 。
 - (c) 对于 $\text{Re}s_0 > 0$, $R_1(s_0)$ 和 $R_2(s_0)$ 的零点阶数和必须为偶数。

3.4 分布参数网络综合

防着现代通信技术的发展,频率资源已出现匮乏,所以通信所采用的频率逐步向越来越高的频段发展。在微波频段,集总参数的概念已基本失去意义,相应地出现了分布参数元件(如传输线),前面所讲的集总元件匹配网络的综合设计方法也不再适用,因此,本章讨论分布参数网络的综合方法。分布参数匹配网络的综合基础是上面所讲的集总参数网络的综合,它是通过一种 $S = thsT$ 变换,实现集总参数网络与分布参数网络的转换。

3.4.1 $S = thsT$ 变换

对于一段长为 l 的传输线,其电长度为:

$$\theta = \gamma l = (\alpha + j\beta)l = \alpha l + j\beta l = \alpha l + j\omega T = \left(\frac{\alpha l}{T} + j\omega\right)T \quad (3-29)$$

式中, $T = \frac{1}{v} = \frac{\beta l}{\omega}$ 表示信号通过 l 长的传输线所需要的时间, 称为传输线的延长时间。

$$\text{令 } \sigma = \frac{\alpha l}{T} \quad (3-30)$$

则 3-29 式变为:

$$\vartheta = (\sigma + j\omega)T = sT \quad (3-31)$$

由传输线理论可知, 一段长为 ϑ 的传输线, 其特性阻抗为 Z_0 , 终端接负载阻抗为 Z_l , 其输入阻抗为:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \text{th} \vartheta}{Z_0 + Z_l \text{th} \vartheta} \quad (3-32)$$

将 (3-31) 代入 (3-32) 可得:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \text{th} sT}{Z_0 + Z_l \text{th} sT} \quad (3-33)$$

作代换:

$$S = \Sigma + j\Omega = \text{th}(sT) = \text{th}[(\sigma + j\omega)T] \quad (3-34)$$

s - S 的映射关系图如下图:

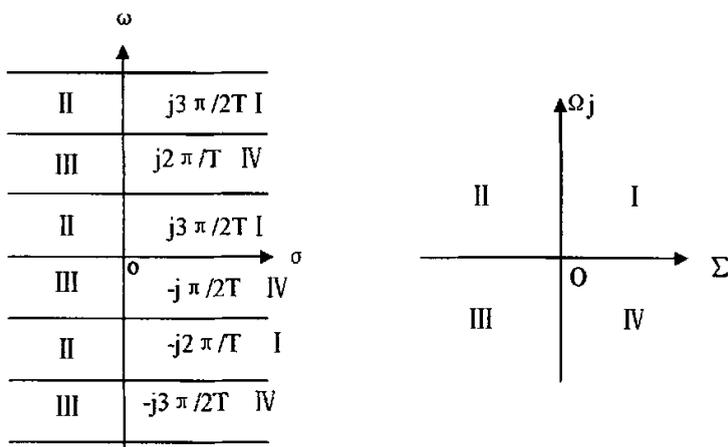


图 3-6 从 s - S 的映射图

从映射图可以看出，在 s 平面上，沿轴划分的区域，呈周期性地映射到 S 的整个平面，然而，无论如何， s 平面的左半平面仍然映射到 S 平面的左半平面， s 平面的右半平面仍然映射到 S 平面的右半平面。也就是说，经过 $S = thsT$ 的变换后，左右半平面的关系并没有发生变化，这就给我们提供了一种应用集总网络的综合知识去综合分布参数网络的理论基础。

对于无耗传输线， $\alpha = 0$ ，可得 $\sigma = 0$ ，此时 $s = j\omega$ ：代入 (3-34) 式同样可得 $\Sigma = 0$ ，而

$$S = j\Omega = jtg(\omega T) \quad (3-35)$$

本章主要讨论无耗传输线分布参数网络的综合，有耗传输线分布参数网络的综合将在以后的章节中介绍。

3.4.2 传输线分布参数元件

这里所要讨论的网络是等量传输线网络，即是由电阻和具有相同延迟时间 T 的传输线所组成的网络。等量传输线主要包括开路短截线、短路短截线和传输线（单位元件）。下面分别讨论它们通过 $s \rightarrow S$ 的变换后，在 S 面的情况。

(1) 开路短截线

对于无耗开路线，其输入阻抗为：

$$Z_{\alpha} = -jZ_0 \operatorname{ctg} \theta = \frac{Z_0}{jtg \theta} \quad (3-36)$$

考虑到 (3-31) 和 (3-36)，上式可变为

$$Z_{\alpha} = \frac{Z_0}{S} = \frac{1}{SC} \quad (3-37)$$

式中 $C = 1/Z_0$ ，是无耗开路线的等效电容。

(2) 短路短截线

同理，可以得到短路线的输入阻抗为

$$Z_{\alpha} = jZ_0 \operatorname{ctg} \theta = Z_0 S = SL \quad (3-38)$$

其中 $L = Z_0$ 是无耗短路线的等效电感。

(3) 单位元件

单位元件(简称 u. e)是分布参数网络综合中必不可少的元件, 因为从理论上讲, 仅有开路线和短路线也能实现分布参数网络的综合, 但是只有开路线和短路线所组成的网络在工程上却难以实现, 因此, 要用单位元件将开路线和短路线分开。单位元件及其 S 平面的示意图如图 3-7 所示。

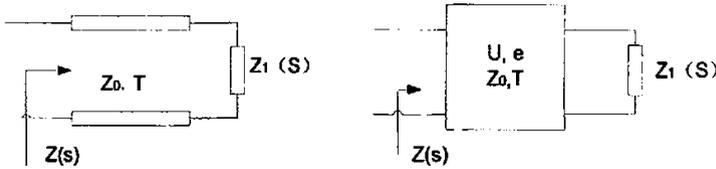


图 3-7 单位元件及 S 平面表示

输入阻抗与负载阻抗在 S 平面的关系为

$$Z(S) = Z_0 \frac{Z_1(S) + SZ_0}{Z_0 + SZ_1(S)} \quad (3-39)$$

由上式可以看出

$$Z_0 = Z(1) \quad (3-40)$$

于是由(3-39)式可以得到

$$Z_1(S) = Z(1) \frac{SZ(1) - Z(S)}{SZ(S) - Z(1)} \quad (3-41)$$

$Z_1(S)$ 应满足理查 (Richards) 兹定理

理查兹定理: 设 $Z(S)$ 为实有理正实函数, 则 $Z_1(S)$ 也为实有理正实函数; 当 $Z(S)$ 满足 $Z(-1) = -Z(1)$ 时, $Z_1(S)$ 的方次(指函数分子和分母的最高幂次)比 $Z(S)$ 的方次低一次。

对理查兹定理的几点说明:

①当 $Z(S)$ 满足 $Z(-1) = -Z(1)$ 时, 从 $Z(S)$ 中移出一个单位元件后, 可以使余式 $Z_1(S)$ 的方次比 $Z(S)$ 的方次低一次, 移出的单位元件的特性阻抗为 $Z_e = Z(1)$ 。

②当 $Z(S)$ 不满足 $Z(-1) = -Z(1)$ 时, 设 $Z_e(s)$ 和 $Z_o(s)$ 分别为 $Z(S)$ 的偶部和奇

部, 则

$$Z(-1) = Z_e(-1) + Z_o(-1) = Z_e(1) - Z_o(1) \quad (3-42)$$

因此可以先从 $Z(S)$ 中移出一个串联电阻

$$R = Z_e(1) = \frac{1}{2}[Z(1) - Z(-1)] \quad (3-43)$$

③移出单位元件后, $Z_1(S)$ 的分子和分母含有公因式 $S^2 - 1$, 因此, 在移出单位元件后, 应约去 $Z_1(S)$ 分子和分母的公因式 $S^2 - 1$

3.4.3 分布参数网络的综合

已知匹配网络的增益特性 $G(\theta)$, 经 $S = jtg\theta$ 变换得 $G(S)$, 由

$$\rho(S)\rho(-S) = 1 - G(S) \quad (3-44)$$

分解出 $\rho(S)$, 再用下式求出输入阻抗

$$Z(S) = \frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} \quad (3-45)$$

利用上述的综合方法综合出网络。

3.4.4 黑田变换及应用

如图 3-8 所示的两个 S 平面网络, 它们相互等效, 可以互相替换, 称为黑田变换[4]。

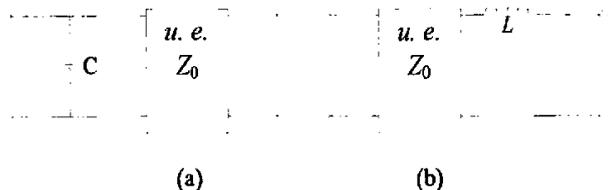


图 3-8 黑田变换

下面我们通过传输矩阵求元件值之间的相互关系。

图 3-8(a) 的传输矩阵为

$$A_v = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ SC & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_0 \\ \frac{S}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_0 \\ (C + \frac{1}{Z_0})S & S^2 Z_0 C + 1 \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

$$\rho(S)\rho(-S) = 1 - G(S) \quad (3-47)$$

同样图 3-8(b) 的传输矩阵为:

$$A_k = \frac{1}{\sqrt{1-s^2}} \begin{bmatrix} 1 & S(L + Z'_0) \\ \frac{S}{Z'_0} & \frac{S^2 L}{Z'_0} + 1 \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

令 $A_0 = A_b$, 可得:

$$Z'_0 = \frac{Z_0}{1 + CZ_0}, L = \frac{CZ_0^2}{1 + CZ_0} \quad (3-49)$$

反过来

$$Z_0 = L + Z'_0, C = \frac{L}{(L + Z'_0)Z'_0} \quad (3-50)$$

黑田变换主要应用于通过集总参数综合出的梯形网络, 用分布参数(等量传输线)实现这类问题。从以上的研究我们知道, 电容可用无耗开路线代替, 电感可用无耗短路线代替, 用等量传输线网络实现时, 网络中全是开路线和短路线, 在工程上很难实现。利用黑田变换, 在网络的输入或输出端插入一个或数个单位元件, 便可解决这类问题。例如, 图 3-9 所示的集总电路, 用等量传输线网络实现时, 我们可在输入端加入两个单位元件, 黑田变换过程如图 3-10 所示。

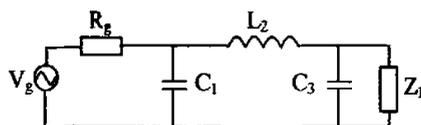


图 3-9 集总网络

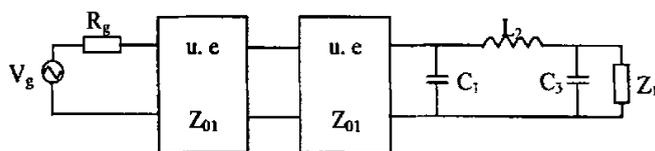


图 3-10 集总网络分布参数实现

这样就变成了在工程上用等量传输线网络较易实现的结构。

本章我们主要讨论了单路通信系统匹配网络的综合设计方法,这种设计方法理论性强,对增益带宽约束由严谨和明晰的表达式,是开创新理论的基础,而且对一般不太复杂的负载能得出闭式解。但是,这种方法也存在许多不足之处。下面章节将对其有所说明。

第4章 通信系统宽带匹配网络的实频设计方法

4.1 前言

上一章我们主要讨论了利用综合设计法设计单路通信系统宽带匹配网络问题,尽管该方法具有的一些优点,比如,理论性强,对于不太复杂的负载能得出闭式解,便于理论研究等,但在实际应用方面仍具有一些不足之处:

1. 综合设计方法主要是首先假定增益特性,而后利用负载对匹配网络的约束条件唯一地分解出反射系数,再求出输出阻抗,最后综合出梯形网络。往往假定增益特性为切比雪夫(等波纹)型增益特性和巴特沃思(最平坦)型增益特性。由此综合出的网络,其结构和元件都并非最优。

2. 该综合方法要求源和负载的特性要用解析表达式的形式给出,这在实际工程应用中很难办到,尤其是随着现代通信技术的发展,终端负载往往是通过测量的手段得到的,不能得出解析表达式。

3. 在综合出的匹配网络中,往往含有理想变压器,这在实际制作中,较难实现。

4. 综合设计的过程也很繁杂,对负载函数的每一个传输零点都要作劳伦特展开,并要对反射系数作最小相位分解等。

随着计算机的发展,计算机辅助设计(CAD)技术迅速应用于设计通信系统的匹配网络中,使上面的问题得到了充分解决。利用计算机优化设计宽带匹配网络,既方便又省时,同时又可以考虑实际制作中的各种因素,一起进行优化。优化的结果以及匹配网络的性能,又可以用计算机模拟输出,使我们在没有实际制作匹配网络之前便能了解其性能是否满足要求。目前,宽带匹配网络的计算机辅助设计方法主要有实频法和直接优化法,结合这些方法,我们来进行宽带匹配网络的计算机辅助设计。

本章将讨论实频法的各种方法。所谓实频就是实际的负载频率点,根据这些频点测试出的数据,即为实频数据。本章的方法均直接利用负载的实频数据,不需要负载的解析表达式和模型。下面我们对各种方法进行详细的分析和探讨。

4.2 驻波比法[29]

天线的匹配网络如图 4-1 所示:

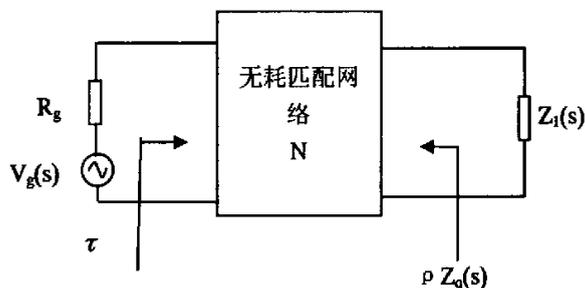


图 4-1 天线匹配网络图

天线的驻波比的定义为:

$$VSWR = \frac{1 + |\tau|}{1 - |\tau|} \quad (4-1)$$

其中 τ 为反射系数

$$\tau = \frac{z_l - z_0}{z_l + z_0} \quad (4-2)$$

在所考虑的频带内取若干个抽样点频率 f_i , 并测量这些频率点上的天线的输入阻抗 z_{li}

$$\tau_i = \frac{Z_{li} - Z_0}{Z_{li} + Z_0} \quad (4-3)$$

待优化的目标函数为:

$$f(p_1, p_2, p_3, \dots, p_m) = \sum_{i=1}^N |\tau_i|^2 \quad (4-4)$$

其中 $p_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 为采用的元件

驻波比法的有关的文献中大多采用三个元件的 T 型或 Π 型网络, 如图 a, b 所示, 优化 $f(p_i)$ 可以求出图中的各元件的值

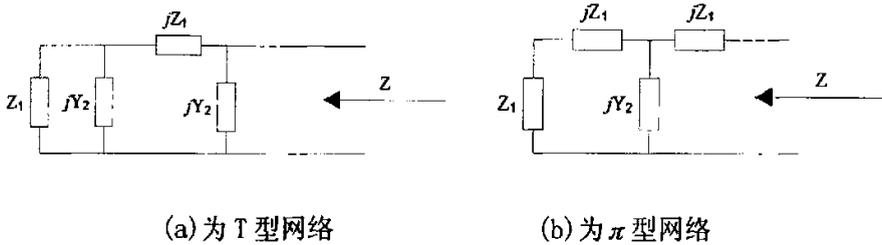


图 4-2 匹配网络图型

以上即为所采取的匹配网络形式,采用该方法设计的匹配网络存在很多方面的不足,如首先假定拓扑网络,网络简单等。

通过理论计算与实验分析,发现驻波比法存在如下缺点:

(1) 若采用多个元件, τ_r 表达式相当复杂,驻波比法将异常复杂以至无法计算,因此它受到元件个数的限制,而电小天线的阻抗变化剧烈,有时要用多个元件才能实现匹配,这就限制了驻波比法的应用。

(2) 采用图 4-2 中的匹配网络,可能导致最优的设计被排除在可行域外,很难保证获得最优驻波比。

(3) 优化过程没有考虑驻波比的平坦性,如果波纹系数过大,可能会对发射机的工作状态产生不良影响。采用该方法设计的匹配网络存在很多方面的不足,如首先假定拓扑网络,网络简单等。

4.3 实频技术法

实频技术法直接利用实频负载数据 $Z_L(j\omega)$ (这些数据可以通过实验测得的),不需要负载模型和负载的解析表达式,也不需要预先假定匹配网络的拓扑结构和传输函数的解析式。下面就分几种情况讨论实频技术法。

4.3.1 无源负载单匹配问题

如图 4-3,假设

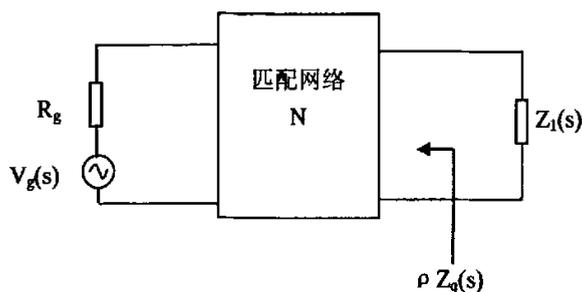


图 4-3 匹配网络图

$$\begin{cases} Z_q(\omega) = R_q(\omega) + jX_q(\omega) \\ Z_l(\omega) = R_l(\omega) + jX_l(\omega) \end{cases} \quad (4-5)$$

或者

$$\begin{cases} Y_q(j\omega) = 1/Z_q(j\omega) = G_q(\omega) + jB_q(\omega) \\ Y_l(j\omega) = 1/Z_l(j\omega) = G_l(\omega) + jB_l(\omega) \end{cases} \quad (4-6)$$

系统的增益为

$$G(\omega^2) = 1 - |\rho|^2 \quad (4-7)$$

ρ 是输出端口处复归一化反射系数, 如图 4-3, 则

$$\rho = \frac{Z_q - Z_l^*}{Z_q + Z_l} \quad (4-8)$$

代入(4.7)式可求得

$$G(\omega^2) = \frac{4R_l(\omega)R_q(\omega)}{|Z_l(\omega) + Z_q(\omega)|^2} \quad (4-9)$$

同样也可表示为:

$$G(\omega^2) = \frac{4G_l(\omega)G_q(\omega)}{|Y_l(\omega) + Y_q(\omega)|^2} \quad (4-10)$$

我们对传输功率增益函数可以从另一种方法推出。

如设从匹配网络的输出端往回看的等效电势为 E , 则从源端的最大输出功率

为, 即负载端所能获得的最大功率:

$$P_A = \frac{|E^2|}{4R_q(\omega)} \quad (4-11)$$

负载端所获得的功率

$$P_L = \frac{|E^2| R_l(\omega)}{[R_q(\omega) + R_l(\omega)]^2 + [X_q(\omega) + X_l(\omega)]^2} \quad (4-12)$$

故传输功率增益函数:

$$G(\omega) = \frac{P_L}{P_A} = \frac{4R_q(\omega)R_l(\omega)}{[R_q(\omega) + R_l(\omega)]^2 + [X_q(\omega) + X_l(\omega)]^2} \quad (4-13)$$

$R_q(\omega)$ 可以用折线段表示, 如图 4-4 中折线近似表示。为简便起见, 我们假设 $Z_q(\omega)$ 是最小电抗函数, 且在 $\omega > \omega_n$ 时, $R_q(\omega)$ 为零。同样, 我们可以选择 $Y_q(\omega)$ 为最小电纳函数来处理, 至于采用最小电抗函数还是最小电纳函数来描述匹配网络, 可根据负载的具体情况而定。下面以最小电抗函数为例, 讨论实频技术法。

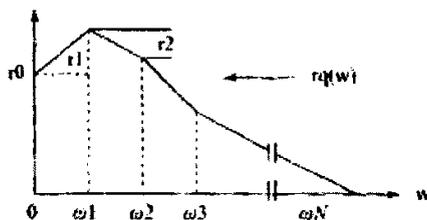


图 4-4 折线段图

$R_q(\omega)$ 可用折线近似表示为:

$$R_q(\omega) = r_0 + \sum_{k=1}^n a_k(\omega)r_k \quad (4-14)$$

其中 $r_0 = R_q(0)$, 且

$$a_k(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega_k \leq \omega \\ \frac{\omega - \omega_{k-1}}{\omega_k - \omega_{k-1}} & \omega_{k-1} \leq \omega < \omega_k \\ 0 & \omega \leq \omega_{k-1} \end{cases} \quad (4-15)$$

由于当 $\omega > \omega_n$ 时, $R_q(\omega) = 0$, 则

$$r_0 + \sum_{k=1}^n r_k = 0 \quad (4-16)$$

由于策动点函数的实部和虚部具有约束关系，我们可以根据 $R_q(\omega)$ ，利用阻抗函数实虚部的约束关系，求得虚部 $X_q(\omega)$ 为：

$$X_q(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{dR_q(y)}{dy} \ln \left| \frac{y+\omega}{y-\omega} \right| dy = \sum_{k=1}^n b_k(\omega) r_k \quad (4-17)$$

其中

$$\begin{aligned} b_k(\omega) &= \frac{1}{\pi(\omega_k - \omega_{k-1})} \int_{\omega_{k-1}}^{\omega_k} \ln \left| \frac{y+\omega}{y-\omega} \right| dy \\ &= \frac{1}{\pi(\omega_k - \omega_{k-1})} [(\omega_k + \omega) \ln(\omega_k + \omega) - (\omega - \omega_k) \ln(\omega - \omega_k) \\ &\quad - (\omega_{k-1} + \omega) \ln(\omega_{k-1} + \omega) + (\omega - \omega_{k-1}) \ln(\omega - \omega_{k-1})] \end{aligned} \quad (4-18)$$

将(4-14),(4-16)和(4-18)式代入(4-9)式，可以看出，在负载 $Z_l(s)$ 的实频数据已知的情况下，增益函数 $G(\omega^2)$ 完全由电阻差额矢量：

$$r = (r_1, r_2, \dots, r_n)^T \quad (4-19)$$

由于 $R_q(\omega)$ 和 $X_q(\omega)$ 都是 r 的线性组合，所以增益 G 与 r_k 至多是平方依赖关系，因此，这就使我们能比较容易地优化出 r ，以达到最佳增益。

求增益偏导数为

$$\frac{\partial G(r, \omega)}{\partial r_k} = \frac{\partial G(r, \omega)}{\partial R_q(\omega)} a_k(\omega) + \frac{\partial G(r, \omega)}{\partial X_q(\omega)} b_k(\omega), \quad (k=1, 2, \dots, n) \quad (4-20)$$

于是我们便可得出雅可比矩阵，从而可用简单的线性最小二程法来优化出最优的 r 。得出 r 后，便可以得出 $R_q(\omega)$ 和 $X_q(\omega)$ 的折线表达式，它是不可实现的，因此必须用一个可实现的有理函数来逼近它，即该有理函数必须是某个正实函数 $Z(s)$ 当 $s=j\omega$ 时的实部。且充要条件是：

$\hat{R}(\omega)$ 是一个实系数有理偶函数；

$\hat{R}(\omega)$ 对所有的 ω 值有界；

$\hat{R}(\omega)$ 对所有的 ω 值非负。

相据上述条件,我们可以选取 $\hat{R}(\omega)$ 为:

$$\hat{R}(\omega) = \frac{A_0 \omega^{2k}}{1 + B_1 \omega^2 + \dots + B_n \omega^{2n}} \quad (4-21)$$

其中,当网络为低通时 $k=0$;为带通时, $k>0$;为高通时, $k=n$ 。

已知一个策动点函数的实部可以利用下面的方法求出该策动点函数。下面我们将论述两种方法。

1. Gewertz 法[4]

若 $Z(s)$ 是一策动点函数,则它可表示为:

$$Z(s) = \frac{m_1(s) + n_1(s)}{m_2(s) + n_2(s)} = M(s) + N(s) \quad (4-22)$$

式中 $m_1(s)$, $n_1(s)$ 分别是分子多项式的偶部和奇部。 $m_2(s)$, $n_2(s)$ 分别是分母多项式的偶部和奇部, $M(s)$, $N(s)$ 分别是 $Z(s)$ 的偶部和奇部,则

$$M(s) = \frac{1}{2}[Z(s) + Z(-s)] = \frac{m_1(s)m_2(s) - n_1(s)n_2(s)}{m_2^2(s) - n_2^2(s)} \quad (4-23a)$$

$$N(s) = \frac{1}{2}[Z(s) - Z(-s)] = \frac{m_1(s)n_1(s) - m_1(s)n_2(s)}{m_2^2(s) - n_2^2(s)} \quad (4-23b)$$

在实频率轴上, $M(s)$ 便成为 $F(s)$ 的实部, $N(s)$ 成为 $F(s)$ 的虚部,即:

$$\begin{cases} M(s) \Big|_{s=j\omega} = \hat{R}(\omega) \\ N(s) \Big|_{s=j\omega} = j\hat{X}(\omega) \end{cases} \quad (4-24)$$

若已知实频下的实部 $R(\omega)$,便可知复频下的偶部 $M(s)$

若已知实频下的实部 $\hat{R}(\omega)$,便可知复频下的偶部 $M(s)$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_n s^n} \quad (4-25)$$

根据式(4-22)和式(4-23a), $Z(s)$ 的分母多项式可由(4-21)式分母多项式左半平面的 n 个根确定,再根据(4-23a)式求出 $M(s)$ 的分子,并令其与(4-21)式的分子相等,便可求出 $Z(s)$ 的分子,即:

$$\begin{aligned}
 &(a_0 + a_2s^2 + a_4s^4 + \dots)(b_0 + b_2s^2 + b_4s^4 + \dots) - \\
 &(a_1s + a_3s^3 + a_5s^5 + \dots)(b_1s + b_3s^3 + b_5s^5 + \dots) \\
 &= A_0s^{2k}
 \end{aligned} \tag{4-26}$$

令其同次幂的系数相等，可得到一个关于 a_i 的方程组，解此方程组可求得系数 a_i 。至此， $Z(S)$ 已确定，然后再利用网络的综合知识，将其综合成匹配网络。

2. Hilbert 变换法[14]

以积分变换的形式表示 $R(\omega)$ 和 $X(\omega)$ 的关系。

在实频技术法中，我们已论述到 $R(\omega)$ ， $X(\omega)$ 之间具备约束关系。它们之间满足 Hilbert 变换对关系。如下：

$$R(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{X(\lambda)}{\omega - \lambda} d\lambda \tag{4-27}$$

$$X(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R(\lambda)}{\omega - \lambda} d\lambda \tag{4-28}$$

故通过积分建立 ω 域中 $Z(j\omega)$ 的电阻部分和电抗部分间的关系，为保证上式的积分收敛，应使 $|\omega|$ 大到一定值后， $|R(\omega)|$ 或 $|X(\omega)|$ 趋于零，对于一般的有耗电路这一要求均可得满足。以上两种方法是已知网络策动点函数的实部如何求整个策动点函数的表达式，两种方法求出的结果应是一致的。

4.3.2 无源负载双匹配问题

前面我们所讨论的是信号源内阻为纯电阻的实频技术匹配法，即单匹配。当然这种情况也是实际工程中最常遇见的，然而在实际工程中也可以遇到有复内阻抗的信号源，将其与复负载进行匹配便是双匹配。实频技术应用于双匹配可通过两种途径，一是将双匹配转化为两个单匹配，这样就可以直接利用前面的方法进行设计；二是将实频技术法稍作改进，直接应用于双匹配问题。

下面我们将简要的讨论一下无源负载双匹配问题。

首先我们讨论将双匹配系统转化为两个单匹配系统的问题。如图 4-5(a) 是一个双匹配系统，我们可以将匹配网络 N 分成两个网络 N_1 和 N_2 的级联，如图

4-5(b)

在图 4-5(b) 中, 级联口处的反射系数 ρ 可表示为

$$\rho(s) = \frac{Z'_g(s) - Z'_i(-s)}{Z'_g(s) + Z'_i(s)} \quad (4-29)$$

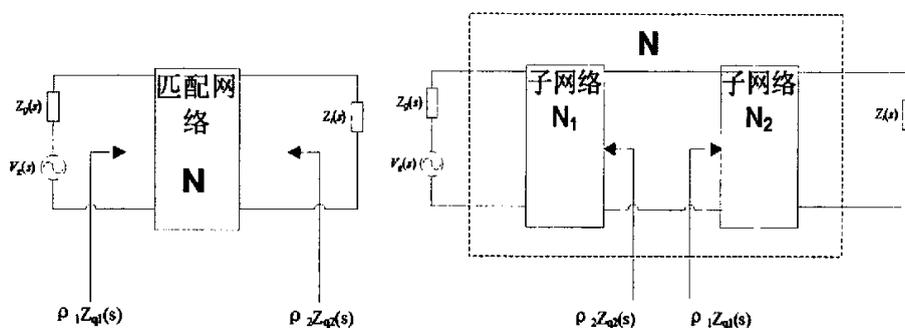


图 4-5a) 双匹配问题

(b) 等效的两个单匹配问题

由于匹配网络是无耗网络, 则系统的转换功率增益为

$$\begin{aligned} G(\omega^2) &= 1 - |\rho_1(j\omega)|^2 = 1 - |\rho_2(j\omega)|^2 = 1 - |\rho(j\omega)|^2 \\ &= \frac{4 \operatorname{Re} Z'_g(j\omega) \operatorname{Re} Z'_i(j\omega)}{|Z'_g(j\omega) + Z'_i(j\omega)|^2} \\ &= \frac{(1 - |\rho'_g|^2)(1 - |\rho'_i|^2)}{|1 - \rho'_g \rho'_i|^2} = \frac{G_1(\omega^2) G_2(\omega^2)}{|1 - \rho'_g \rho'_i|^2} \end{aligned} \quad (4-30)$$

式中

$$\begin{cases} \rho'_g \approx \frac{Z'_g - 1}{Z'_g + 1} \\ \rho'_i \approx \frac{Z'_i - 1}{Z'_i + 1} \end{cases} \quad (4-31)$$

分别为级联口处向源和向负载看的单位归一化反射系数。

$$\begin{cases} G_1(\omega^2) = 1 - |\rho'_g|^2 \\ G_2(\omega^2) = 1 - |\rho'_i|^2 \end{cases} \quad (4-32)$$

分别是如图 4-6 所示的两个单匹配系统的转换功率增益。

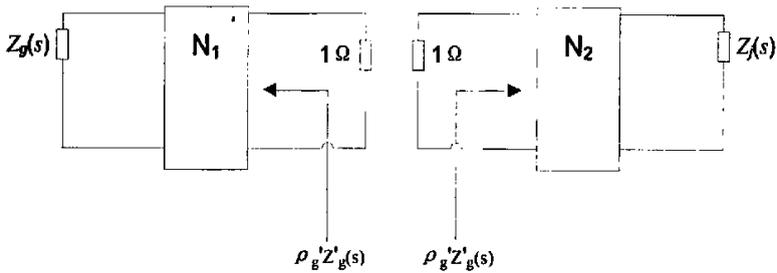


图 4-6 两个单匹配系统

由此可以看出,当图 4-6 所示的两个单匹配系统达到最佳匹配时, ρ_g 和 ρ_l 都将很小,于是(4-30)式可近似变为

$$G(\omega^2) \approx G_1(\omega^2)G_2(\omega^2) \quad (4-33)$$

从而使整个系统的转换功率增益得到优化。

由上述分析可以看出,通过设计两个单匹配系统,可以达到设计一个双匹配系统的目的。这两个单匹配系统的匹配网络,可以直接利用实频技术法进行优化设计。

由上可知,用实频法进行网络综合有以下优点:

a) 可解决一个负载阻抗和一个纯阻抗之间的最佳传输函数逼近即阻抗匹配以及二端口网络的实现问题,而前面各节所阐述的综合法只涉及两个纯阻间按最佳传输函数的综合问题,在许多实际问题中往往要遇到阻抗负载。

b) 所给出的负载阻抗无需电路模型,也无需应用达林顿定理表示为无耗二端口网络端接以纯阻负载,只需在若干个频率取样点上测量数据即可,适合实际应用。

c) 最佳逼近过程为实频域的优化过程,无须在 s 域进行复频处理。

4.4 简化实频法

1982 年, Carlin and Yarman 又提出了简化实频法,简化实频法避免了分析带宽增益理论,由于没有假设匹配网络为最小电抗或最小导纳网络,因此在设计分析中没有用 Hilbert 变换,因此提高了运算效率。简化实频法具备实频法同样的优点。

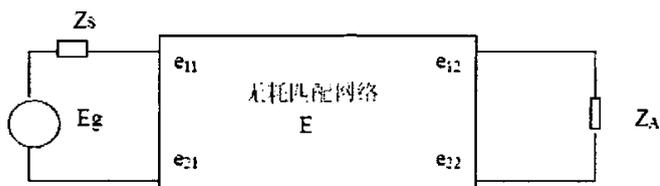


图 4-7 匹配网络图

如上图，下面简要的阐述一下简化实频法的步骤：

(1)写出传输增益函数的表示式：

$$G_T(\omega^2) = \frac{(1-|\Gamma_g|^2)|s_{21}|^2(1-|\Gamma_l|^2)}{|1-\Gamma_g s_{11}|^2|1-\Gamma_2 \Gamma_l|^2} \left(e_{11} = s_{11}, e_{12} = s_{12}, \Gamma_2 = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_g}{1-\Gamma_g s_{11}} \right),$$

$$e_{21} = s_{21}, e_{22} = s_{22}) \quad (4-34)$$

其中 Γ_g 为源的归一化反射系数， Γ_l 为负载的归一化反射系数。

(2)设匹配网络为互易、无耗，将 S 参数写成用 Belevitch 的表示形式：

$$s_{11}(s) = \frac{h(s)}{g(s)} = \frac{h_0 + h_1 s + \dots + h_n s^n}{g_0 + g_1 s + \dots + g_n s^n} \quad (4-35)$$

$$s_{21}(s) = s_{12}(s) = \pm \frac{s^k}{g(s)} \quad (4-36)$$

$$s_{22}(s) = -(-1)^k \frac{h(-s)}{g(s)} \quad (4-37)$$

其中 n 为网络中的元件数； k 反映 $s=0$ 处传输零点的阶次 ($k \geq 0$ 为正整数)

(3)因网络无耗，且有

$$g(s)g(-s) = h(s)h(-s) + (-1)^k s^{2k} \quad (4-38)$$

若设定 n 与 k 的值，以多项式 $h(s)$ 中的系数为设计变量，则给定 h_i 的值后，

可得到 $g(s)g(-s)$ 的全部根，取其左半平面的根组成 $g(s)$ ，则 $g(s)$ 为严格 Hurwitz 多项式。

(4)由 $g(s)$ 求出 S 参数，再求出 $G_T(\omega^2)$ ，建立目标函数

$$F(h) = \sum \langle G_T(h, \omega_i^2) - G_o(\omega_i^2) \rangle^2 \quad (4-39)$$

式中的 $G_0(\omega_i^2)$ 为增益的目标值； \mathbf{h} 为 $h(s)$ 各系数的矢量， ω_i 为带内频率抽样点。对 $F(h)$ 进行优化就可以得到优化后的 S 参数，就可以求出网络的阻抗和导纳参数。

简化实频法具有与实频技术法同样的优点，并且相对于实频技术法来说，还可以不用做 Hilbert 变换，但是其缺点是要进行多项式的显式因式分解和线性方程组求解。

4.5 直接优化法

不论是第 3 章的综合设计法，还是本章上面所述的实频技术法，所设计出的匹配网络均是集总参数网络，或者虽能设计出分布参数网络，也是利用第 3 章第 4 节中的 $S = thsT$ 变换，且所设计出的分布参数匹配网络的元件均是等量传输线，由于等量传输线的长度均是相同的，只有特性阻抗是变量，这样在优化时，就只能优化特性阻抗，而不能优化长度（事实上，传输线长度也是一个很重要的优化变量），浪费了优化资源。另外，用等量传输线设计出的匹配网络中，往往含有开路传输线和短路传输线，在微波频段，宽带开路线很难实现，并且由于开路传输线和短路传输线都是主干线的分支线（如图 4-8 所示），在实际情况下，其结构较难实现。同时也增大了匹配网络的体积。利用直接设计方法，不仅概念简单，思路清晰，而且也能根据实际需要规定网络拓扑结构，既能设计集总参数匹配网络，也能设计分布参数网络，从而解决了综合设计法、实频技术法中所存在的问题。

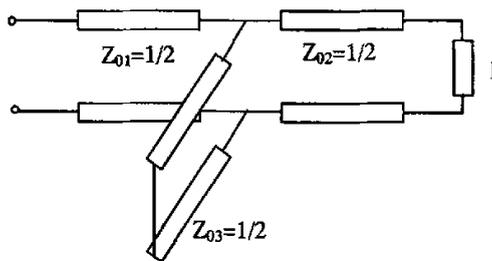


图 4-8 匹配网络中的分支线

直接设计法的基本思想是根据具体情况选择匹配网络的拓扑结构，由匹配网络的拓扑结构与源阻抗和负载阻抗（可以是解析表达式，也可以是在分散频率点上的实际测量值）一起求出系统的转换功率增益，此增益是频率和组成匹配网络

的各元件的函数，再与目标增益一起构成优化目标函数，然后再进行优化，得出符合要求的各元件的最佳值。在直接优化法中，优化目标函数的建立非常重要。因此，下面我们就分别研究各种目标函数的建立方法。

4.5.1 直接优化法的各种目标函数

1. 已知目标增益的优化目标函数

已知目标增益的优化目标函数即是只提出系统所要达到的增益特性，而没有提出其它方面的要求，在这种情况下，我们可以先求出匹配网络的 A 矩阵：

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (4-40)$$

式中 A_{11} 、 A_{12} 、 A_{21} 和 A_{22} 都是频率和元件值的函数。

转换功率增益为：

$$G = \frac{4 \operatorname{Re} Z_g \operatorname{Re} Z_{in}}{|Z_g + Z_{in}|^2} \quad (4-41)$$

式中， Z_{in} 为源端向负载端看的输入阻抗，如图 4-9 所示。

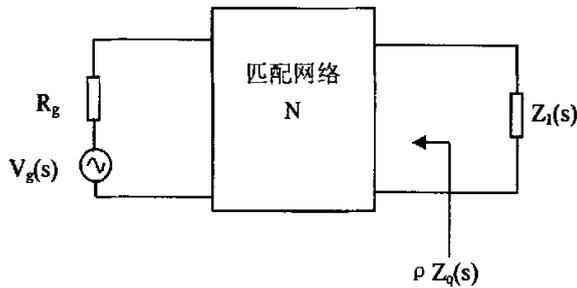


图 4-9 匹配网络图

$$Z_{in} = \frac{A_{11} Z_l + A_{12}}{A_{21} Z_l + A_{22}} \quad (4-42)$$

由网络级联的理论，匹配网络的 A 矩阵可以通过级联的各网络的 A 矩阵相乘得到。

求出匹配网络的 A 矩阵后，便可利用式(4-41)求出转换功率增益 G，G 是频率和匹配网络各元件值的函数，即： $G(\omega, x)$ ，其中

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \quad (4-43)$$

x_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 为元件值, 特优化变量, n 是匹配的元件数

在已知目标增益 G_0 时, 其优化目标函数为:

$$F_1(x) = \sum_{j=1}^m W_j [G(w_j, x) - G_0]^2 \quad (4-44)$$

式中, m 为抽样频率点数, W_j 为加权系数

通过求目标函数 $F_1(x)$ 的极小值, 便可求出匹配网络的各元件值。在一般情况下, 对于 x 的优化是在一定区域内进行的, 即是说 x 的取值要受到若干个等式或不等式的约束, 比如可实现性对于元件的约束可表示为

$$a_i \leq x_i \leq b_i \quad (4-45)$$

为了提高优化速度, 也可以根据 x 的实际情况给 x 加一个形如(4-45)式所示的约束条件, 这些约束条件可通过罚函数的形式加入目标函数[30]。这样, 不仅对元件的可实现性进行了约束, 同时也大大提高了优化速度。

设第 i 个参数的罚函数用 f_i 表示, 则

$$f_i = [a_i - x_i + |a_i - x_i|]^2 + [x_i - b_i + |x_i - b_i|]^2 \quad (4-46)$$

于是带约束的优化目标函数可表示为:

$$F(x) = F_1(x) + \sum_{i=1}^n f_i \quad (4-47)$$

2. 已知目标增益和增益起伏的目标函数

假设已知目标增益为 G_0 , 增益起伏为 $\pm \delta$, 则目标增益的范围为 $G_0 \pm \delta$, 令

$$G_1 = G_0 + \delta \quad (4-48a)$$

$$G_2 = G_0 - \delta \quad (4-48b)$$

同样可利用上述方法求出转换功率增益 $G(\omega, x)$ 如(4-40)式, 此时, 优化目标函数可表示为:

$$F_2(x) = \sum_{j=1}^m W_j \left\{ [G_2 - G(w_j, x) + |G_2 - G(w_j, x)|]^2 + [G(w_j, x) - G_1 + |G(w_j, x) - G_1|]^2 \right\} \quad (4-49)$$

同样, 考虑对 x 取值的约束后, 优化目标函数可表示为:

$$F(x) = F_2(x) + \sum_{i=1}^n f_i \quad (4-50)$$

3. 对增益起伏不作要求的优化目标函数

在这种情况下, 只要求增益大于某一目标增益 G_0 , 而对增益起伏不作要求,

此时, 利用式(4-41)求出 $G(\omega, x)$ 后, 可构成优化目标函数如下:

$$F(x) = \sum_{j=1}^m W_j [G_0 - G(w_j, x) + |G_0 - G(w_j, x)|]^p + \sum_{i=1}^n f_i \quad (4-51)$$

4. 要求反射系数时的优化目标函数

这种情况是对于增益没有明确要求, 只要求反射系数的幅值(或驻波比)小于某一值 $|\Gamma_0|$ 。在此情况下, 可利用(4-42)式求出源端的输入阻抗 Z_m , 则反射系数为

$$|\Gamma_m| = \left| \frac{Z_m - Z(-j\omega)}{Z_m + Z(-j\omega)} \right| \quad (4-52)$$

式中, Z_m 为源阻抗。

关于反射系数的目标函数为:

$$F(x) = \sum_{j=1}^m W_j [|\Gamma_m(w_j, x)| - |\Gamma_n| + \left| |\Gamma_m(w_j, x)| - |\Gamma_n| \right|]^p + \sum_{i=1}^n f_i \quad (4-53)$$

5. 用理想增益构成的目标函数

无源两端口网络的理想增益特性可表示为:

$$G_0(\omega^2) = \begin{cases} (\omega/\omega_H)^{2a} & \omega \in [\omega_L, \omega_H] \\ 0 & \omega \notin [\omega_L, \omega_H] \end{cases} \quad (4-54)$$

式中 ω_L 和 ω_H 分别为工作频带的上、下边界频率, a 是与放大器有关的增益补偿特性所要求的常数。实际无源集总参数电路二端口网络的转换功率增益特性可表达成如下的有理形式:

$$G'_0(\omega^2) = \frac{\sum_{i=0}^{k_1} a_i \omega^{2i}}{\sum_{j=0}^{k_2} b_j \omega^{2j}} \quad (4-55)$$

式中 k_1, k_2 取决于网络元件和网络端所接阻抗 Z_g 和 Z_l 。

其目标函数为:

$$F = \left| \frac{\sum_{i=0}^{k_1} a_i \omega^{2i}}{\sum_{j=0}^{k_2} b_j \omega^{2j}} - \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^{2a} \right| \quad (4-56)$$

此问题实质上就是有理函数的逼近问题,其理论基础是下面的最佳有理逼近的存在性原理:

若用 $R_n^m[a, b]$ 表示形如

$$R(x) = \frac{P(x)}{Q(x)} = \frac{\sum_{i=0}^m a_i x^i}{\sum_{j=0}^n a_j x^j} \quad (4-57)$$

的有理函数类。该类函数的 $P(x)$ 和 $Q(x)$ 除常数因子外没有其它公因子,且在 $[a, b]$ 上有 $Q(x) > 0$, 则对于每一个连续函数 $f(x) \in C[a, b]$, 在 $R_n^m[a, b]$ 类中对应着至少一个最佳逼近有理函数。由上述理论可知:对于一定的网络结构,其元件值必然存在逼近于理想增益特性的最佳解。对于梯形匹配网络,其传输矩阵如式(4-41),其优化目标函数为:

$$F(X) = \sum_{i=1}^F \left[\frac{4 \operatorname{Re}(Z_g) \operatorname{Re}(Z_l) \prod_{k=1}^m |w_i x_k|^2}{|Z_A(jw_i) + Z_g Z_g(jw_i)|^2} - \left(\frac{w_i}{w_H}\right)^{2H} \right]^2 \quad (4-58a)$$

$$Z_A(jw) = (A_{11}Z_1 + A_{12}) \prod_{k=1}^m (jw x_k) \quad (4-58b)$$

$$Z_g(jw) = Z_g (A_{11}Z_1 + A_{12}) \prod_{k=1}^m (jw x_k) \quad (4-58c)$$

P 为抽样频率点数, $x = (x_1, x_2, \dots, x_m, x_{m+1}, \dots, x_n)^T$ (其中 x_1, x_2, \dots, x_m 为高通

元件值)为待优化变量。

由此可见,利用直接优化法不仅可以设计集总参数匹配网络,也能设计分布参数匹配网络:既能设计单匹配网络,又能设计双匹配网络。且设计过程仅含一个优化计算部分,思路清晰、概念明确、设计简单。当然,由于目标函数的非线性和优化结果的多值性,给优化带来了相当大的困难。

第 5 章 微带天线宽带匹配网络的应用设计

5.1 前言

5.1.1 背景

现代无线电通信技术的飞速发展,宽带匹配网络应用越来越广泛。在不同用途的通信系统中,如在军事上的应用,各种舰船、飞机、雷达通信系统,这些军事通信上的收发设备都要应用到阻抗匹配网络技术。在当今的移动通信系统中,如典型的 3G 移动通信系统中,手机的收发系统,都要进行匹配网络的设计。

在具体应用设计中,如各类晶体管放大器的匹配网络设计。各类天线收发系统中,天线匹配网络的设计。可以说,在无线通信系统中,匹配网络是其十分重要的组成部分。

因此宽带匹配网络的设计,具有十分重要的意义。本章的内容为天线的匹配网络应用设计的研究。

5.1.2 微带天线概述

现代通信技术的飞速发展,微带天线以其优越的性能而广泛的应用各类通信系统中,微带天线的体积小,重量轻,低剖面,易与微波电路集成,易于加工、便于获得圆极化等优点,这些优点使得微带天线在当今通信系统应用中占有非常重要的地位。如蓝牙技术,移动通信技术,无线网络通信设备中。但是微带天线其自身的缺点也制约其发展,其自身的缺陷,如其固有的频带窄、功率低等。在当今频谱资源越来越紧缺的情形下,如何能够展宽微带天线的通频带,提高源到天线的传输增益,具有很重要的意义。

5.1.3 微带天线的频带

微带天线的—个主要缺点就是频带窄。其限制因素主要是其阻抗特性，因为它的方向图带宽通常是阻抗带宽的好几倍，所以这里所讨论的宽带是指阻抗的带宽。微带天线阻抗频带窄的主要原因是，它基本上是一个漏波空腔，它的谐振特性等效于一个 RLC 并联谐振电路。比如在驻波比不大于 S 的情况下，其相对带宽近似于[31]

$$\text{FBW} = \frac{s-1}{\sqrt{sq}} \times 100\% \quad (5-1)$$

为了展览微带天线的带宽，20 世纪 80 年代以来做了最广泛的研究。其主要途径可归纳为

- (1) 降低等效电路 Q 值：增大 h，降低 ϵ_r ，增大 $tg\delta$ 等；
- (2) 修改等效电路的多调谐回路：附加寄生贴片，采用电磁耦合等；
- (3) 附加阻抗匹配网络；
- (4) 利用阵列技术，采用行波阵列或对数周期阵列

从上面的方法中我们可以看出来，对天线频带的改善主要从两个方向：

1) 就是从天线本身出发，如加各种拓扑形状的贴片，改变天线基板材料及其形状，利用各种馈电方式，如，同轴电缆馈电，缝隙馈电等，还有阵列天线的技术。

2) 设计天线的阻抗匹配网络。这种方法不是改变天线本身的结构，而是采用各种方法来设计天线的匹配电路网络。实质上，这一途径本来为馈线匹配的问题，并不是天线性能的改进。但是，通过这一途径能使微带天线工作于较宽的频带上。其理论上的最大频带展览倍数为[31]

$$F = \frac{\pi\sqrt{S}}{(S-1)\ln\left[\frac{(s+1)}{(s-1)}\right]} \quad (5-2)$$

本文所研究的内容是，应用宽带匹配网络的设计方法实频技术方法来设计天线的宽带匹配网络。在所有的实频技术法中，有驻波比法，实频法，简化实频法，直接法。本文主要采用实频技术法来设计天线的匹配网络。

5.2 实频法优化设计

实频技术法在第四章中进行了很详细的阐述。

利用实频技术法,我们只需在所匹配的频带上获得负载阻抗的实频测试数据无需负载阻抗的解析模型。下面简要的介绍一下如何设计出我们所需要的匹配网络[33, 34, 35]。

1.用折线段模型来模拟匹配网络的阻抗实部。

2.由传输功率增益函数 TPG 设定目标函数,优化目标函数,求出折线段的参数,求出折线段模型的表达式。

3.利用有理函数来逼近折线段模型,从而得出匹配网络函数实部的有理函数表达式。

4.利用 Gewertz 法,由匹配网络的阻抗实部求出匹配网络的阻抗表达式。

5.利用综合电路网络方法,求出负载阻抗的电路模型。

5.2.1 短波天线阻抗匹配网络

在进行微带天线的匹配网络设计之前,我们先来看一个参考文献[32]的例子。

在该参考文献中,设计了天线在 27.5-39.5MHz 的匹配网络,天线的参数如下:

表 5-1

F(MHZ)	R_a	X_a	f(MHZ)	R_a	X_a
25.0	15.186	-50.945	35.4	107.78	-40.938
25.8	12.864	-28.789	36.2	66.988	-47.633
26.6	13.962	-12.807	37.0	44.611	-35.275
27.4	18.745	-0.1006	37.8	38.941	-20.107
28.2	27.146	7.5225	38.6	43.502	-13.500
29.0	34.584	6.9609	39.4	45.232	-18.518
29.8	34.029	3.5625	40.2	34.791	-21.721
30.6	27.544	7.4600	41.0	24.585	-15.210
31.4	25.223	18.500	41.8	18.795	-5.1875
32.2	28.814	33.850	42.6	16.436	6.0557
33.0	46.561	52.582	43.4	16.746	18.769
33.8	83.605	65.059	44.2	20.133	33.939

34.6	134.20	20.305	45.0	29.666	54.225
------	--------	--------	------	--------	--------

参考文献中对天线在 0-45MHz 的频段上进行了均匀的划分成五段，然后来设计天线的匹配网络。

我们对参考文献中的天线，将从下面几个方面利用实频法来进行匹配网络的设计。

- (1) 在整个频段上划分频段的段数
- (2) 在整个频段是否采取平均划分段数

(A)首先我们按照参考文献中的方法将整个频段 0-45MHz 分成五段，我们所采取的是平均在频带上平均划分频段的方法，这样我们可以用五段折线来表 $R_q(\omega)$ ，我们将通带设计为 27.5-39.5MHz，通带内取 16 个频点。

$R_q(\omega)$ 的折线段模型如图：

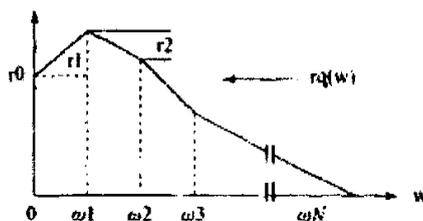


图 5-1 $R_q(\omega)$ 折线段模型图

传输功率增益函数：

$$TPG = T(\omega) = \frac{4R_q(\omega)R_i(\omega)}{[R_q(\omega) + R_i(\omega)]^2 + [X_q(\omega) + X_i(\omega)]^2} \quad (5-3)$$

由于通常将电源的内阻归一化为 $r_0 = 1$ 欧，由我们所用的折线段模型可以得出

$$r_1 = R_q(\omega_1) - 1 \quad (5-4)$$

$$r_2 = R_q(\omega_2) - R_q(\omega_1) \quad (5-5)$$

⋮

$$r_{N-1} = R_q(\omega_{N-1}) - R_q(\omega_{N-2}) \quad (5-6)$$

$$r_N = 0 - R_q(\omega_{N-1}) \quad (5-7)$$

所以

$$1 + \sum_{k=1}^N r_k = 0 \quad (5-8)$$

因此初始值的 r_k 应满足上述的关系表达式。

在本例当中我们选取 r_k 的初始值为

$$r_1 = r_2 = \dots = r_5 = -1/5$$

优化目标函数 E

$$E = \sum_{k=1}^M [1 - T(\omega_k)]^2 \quad (5-9)$$

用 MATLAB 进行数值计算，对目标函数进行优化。

通过优化函数 E，得出优化的最优 r_k 的值：

$$r_1 = -1.0323, \quad r_2 = 1.2338, \quad r_3 = -0.3771, \quad r_4 = 0.6973, \quad r_5 = -1.5218$$

由 r 的值，得出折线段模型。

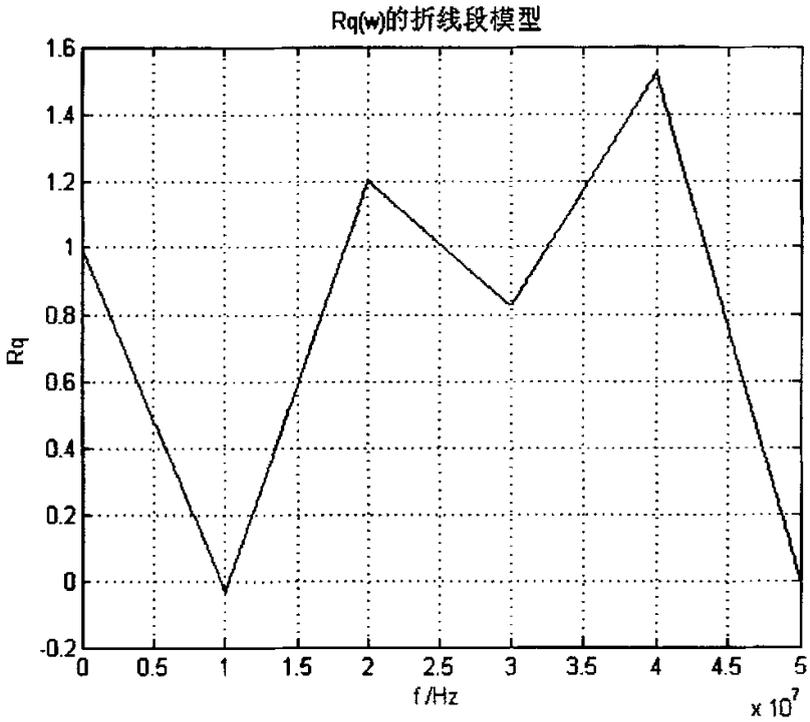


图 5-2 折线段图

数值计算功率传输增益函数 TPG，我们可以得出：

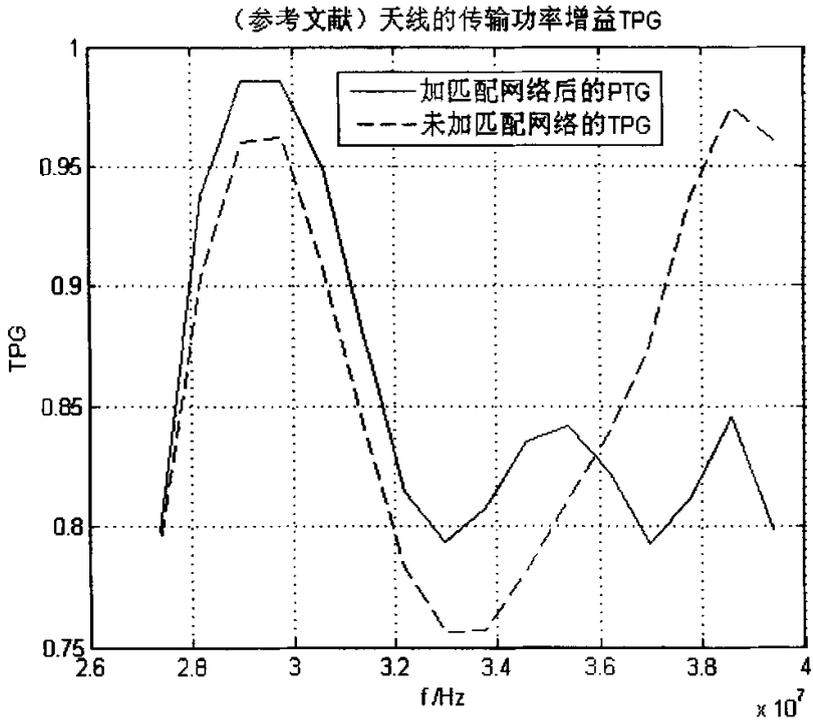


图 5-3 TPG

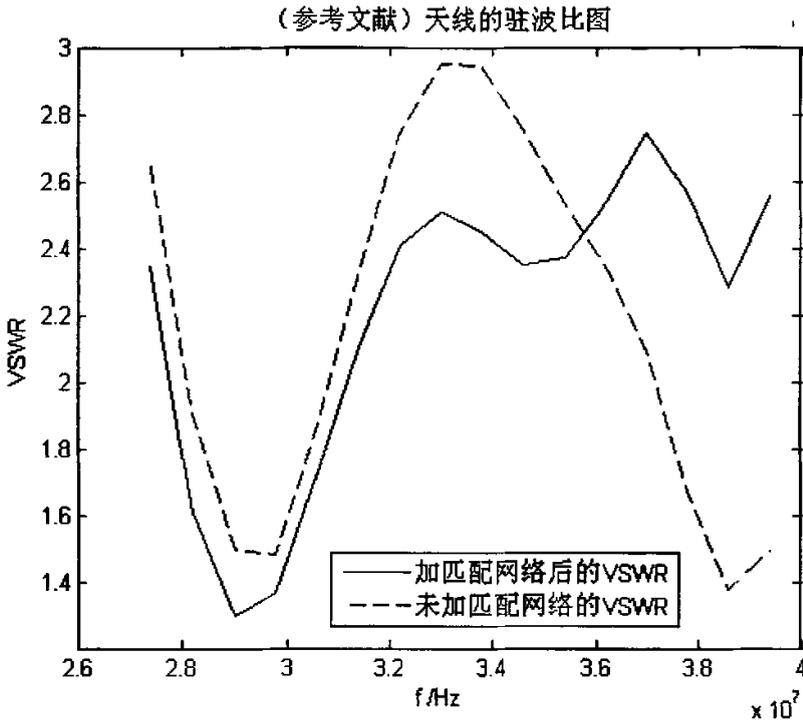


图 5-4 驻波比图

(B).下面我们将对通频带内用 6 段折线段来表示, 仍采取平均分段的方法, 频带仍取 16 点。

我们还是取 r_k 的初值为

$$r_1 = r_2 = \dots = r_6 = -1/6$$

然后通过 MATLAB 的数值计算的结果如下图

优化目标函数在频带上的值, 优化的 r_k 的结果:

$$r_1=8.0287, r_2=-10.6966, r_3=2.7214, r_4=0.3732, r_5=4.5068, r_6=-5.9334$$

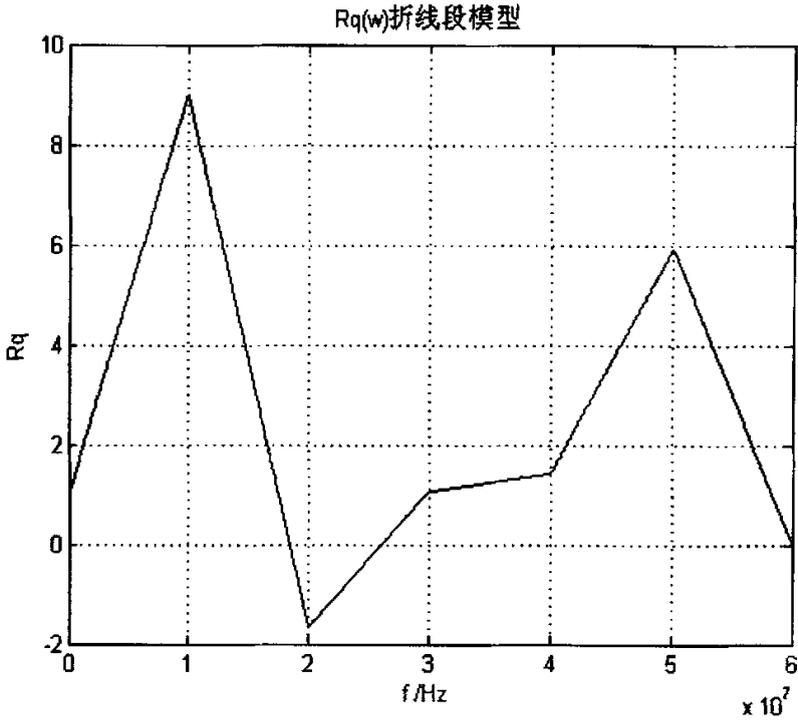


图 5-5 折线段图

同时我们可以得出函数 TPG

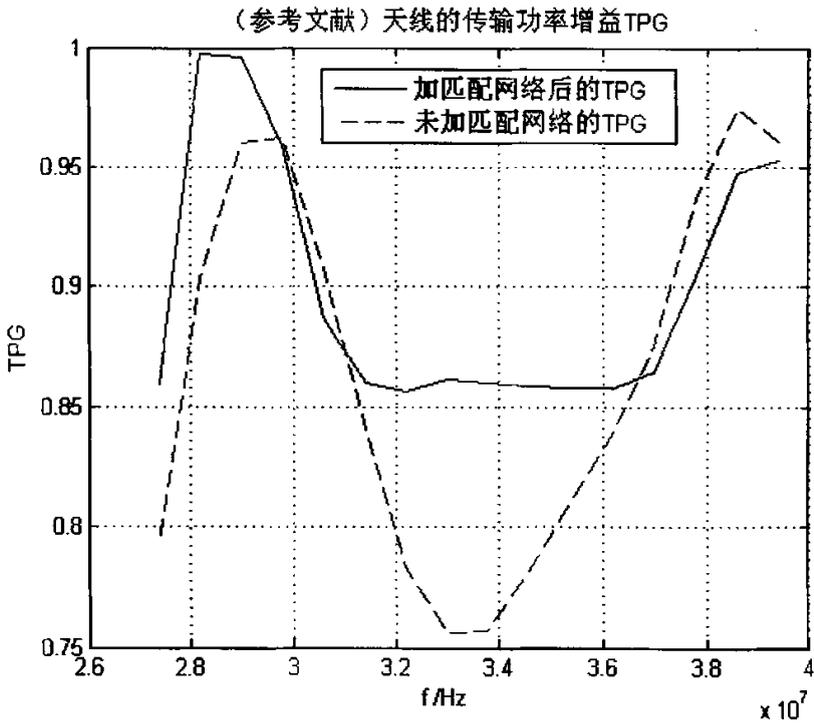


图 5-6 TPG

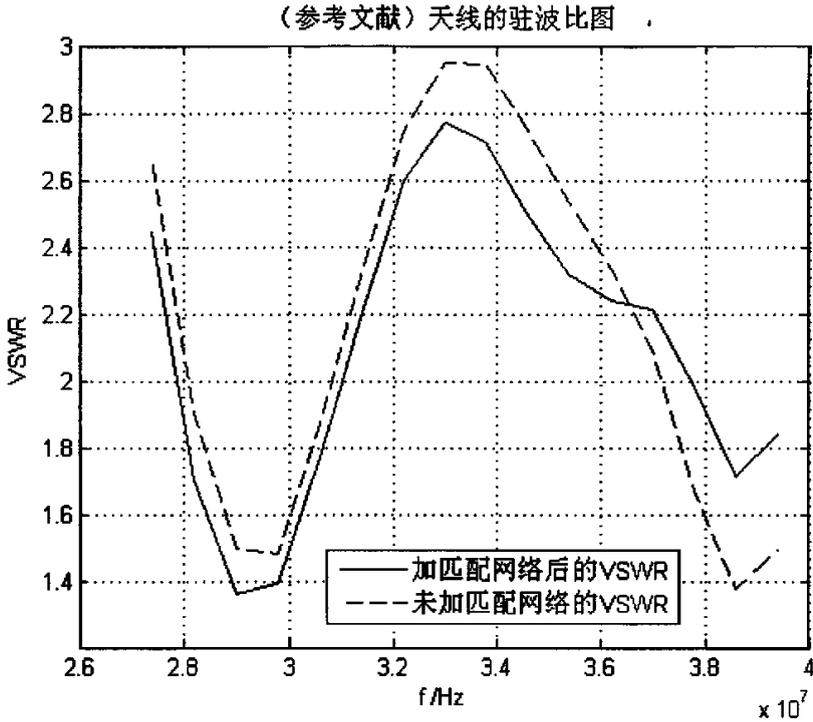


图 5-7 驻波比图

(C).们将在整个通频段内取 7 段, 而不采取平均分段的方法, 在匹配的频段取 3 段, 仍采取所得到频段取 16 点, r_k 的初始值变。

我们通过 MATLAB 的数值计算结果如下

优化目标函数值, 得出 r 值

$r_1=27.1391$, $r_2=-39.9138$, $r_3=11.9298$, $r_4=1.0944$, $r_5=-0.5185$, $r_6=13.4875$,
 $r_7=-13.2186$

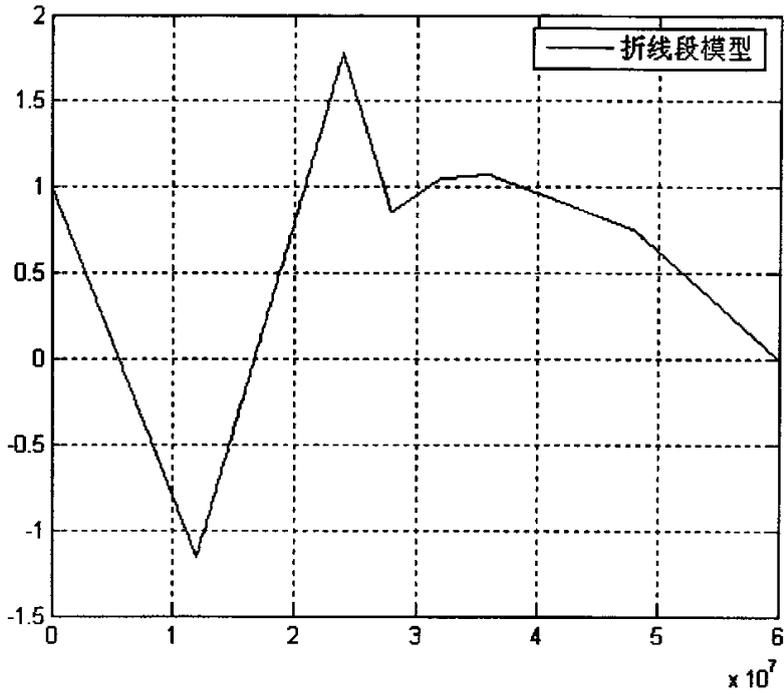


图 5-8 折线段图

同时我们可以得出函数 TPG 图

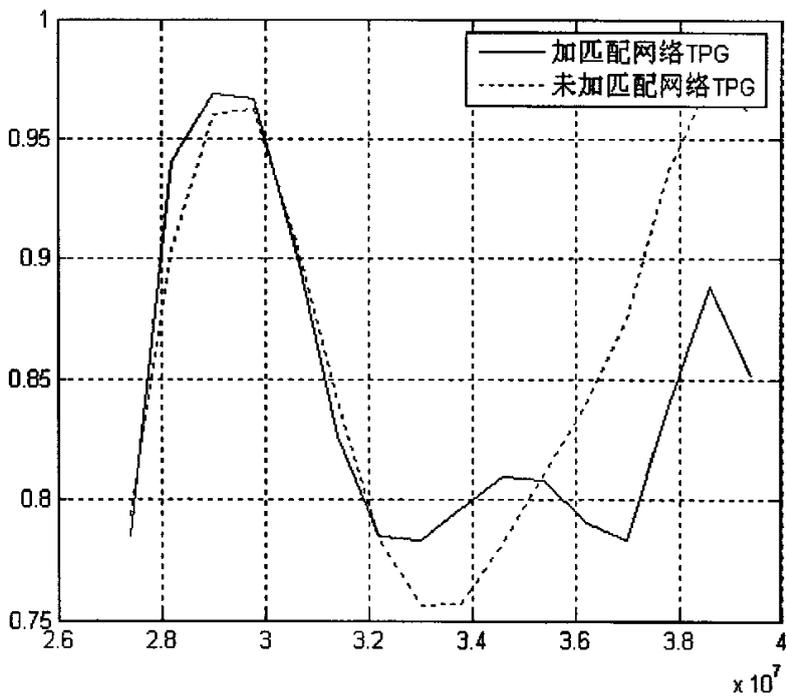


图 5-9 TPG 值

以上是对参考文献的中天线的计算结果。

从上面的多次实验数据结果,说明可以对匹配网络的实部折线段模型可以划分为多段,可以匹配的频段上进行非均匀划分。在 3 次的数值计算后,我们对分析可以发现在整个频段上,对实部模型的折线段的划分,如果划分成 6 段,结果是最好的,划分成 7 段,则效果在所有的结果中是最差的。划分成 5 段,结果合乎要求。综合考虑电路设计的难度,选择 5 段模型。

5.2.2 矩形微带天线宽带匹配网络设计

微带天线的参数

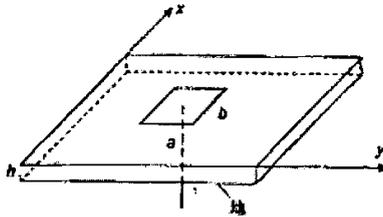


图 5-10 矩形微带天线示意图

我们选择一矩形贴片天线[31],中心频率为 2800MHz,采用聚四氟乙烯玻璃纤维基片, $\epsilon_r = 2.55$, $tg\delta = 0.0018$, $\sigma = 10^4 \text{ S/m}$ 。贴片长 $a=46\text{mm}$, $b=31\text{mm}$, 基片厚度 $h=2.5\text{mm}$ 。

我们获取的天线的阻抗数据如下:

表 5-2

Frequency	Re	Im	Frequency	Re	Im
2.64	8.46	46.35	2.79	48.76	17.53
2.65	9.66	47.62	2.80	44.11	11.98
2.66	11.09	48.94	2.81	38.79	8.40
2.67	12.84	50.30	2.82	33.57	6.51
2.68	14.96	51.67	2.83	28.85	5.86
2.69	17.55	52.98	2.84	24.77	6.05
2.70	20.72	54.11	2.85	21.35	6.75
2.71	24.56	54.88	2.86	18.50	7.75
2.72	29.14	55.01	2.87	16.14	8.89
2.73	34.39	54.11	2.88	14.19	10.10

2.74	40.08	51.70	2.89	12.56	11.31
2.75	45.58	47.35	2.90	11.21	12.51
2.76	49.97	40.97	2.91	10.07	13.66
2.77	52.22	33.09	2.92	9.11	14.77
2.78	51.75	24.85	2.93	8.29	15.82

根据以上的参数，我们设计微带天线的宽带匹配网络。我们设计了天线在 2.7~2.9GHz 范围内的匹配网络。天线的输入阻抗如上表：

在以上的设计匹配网络我们可以获取到 21 个频点.将频段不均匀划分成 5 段.

取 r_k 初值 $r_1 = r_2 = \dots = r_5 = -1/5$

$$\text{优化目标函数, } E = \sum_{k=1}^M [1 - T(\omega_k)]^2 \quad (5-10)$$

得出 r_k 结果：

$$r_k = 3.3601 \quad -3.1108 \quad -1.0756 \quad 8.3400 \quad -8.5137$$

折线段模型图如下：

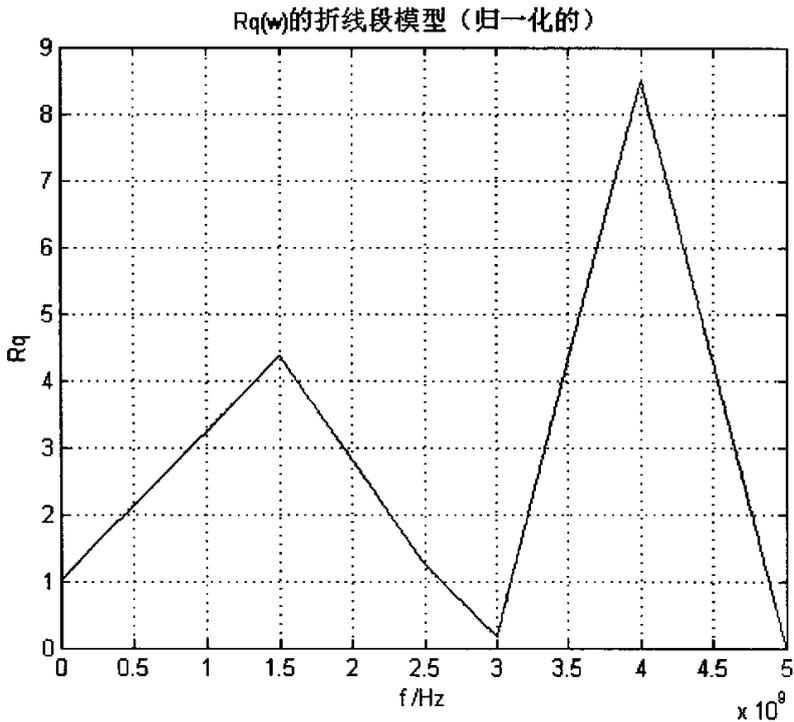


图 5-11 折线段图

$$\text{增益 TPG} = G(\omega^2) = \frac{4R_t(\omega)R_q(\omega)}{|Z_t(\omega) + Z_q(\omega)|^2} \quad (5-11)$$

数值计算值:

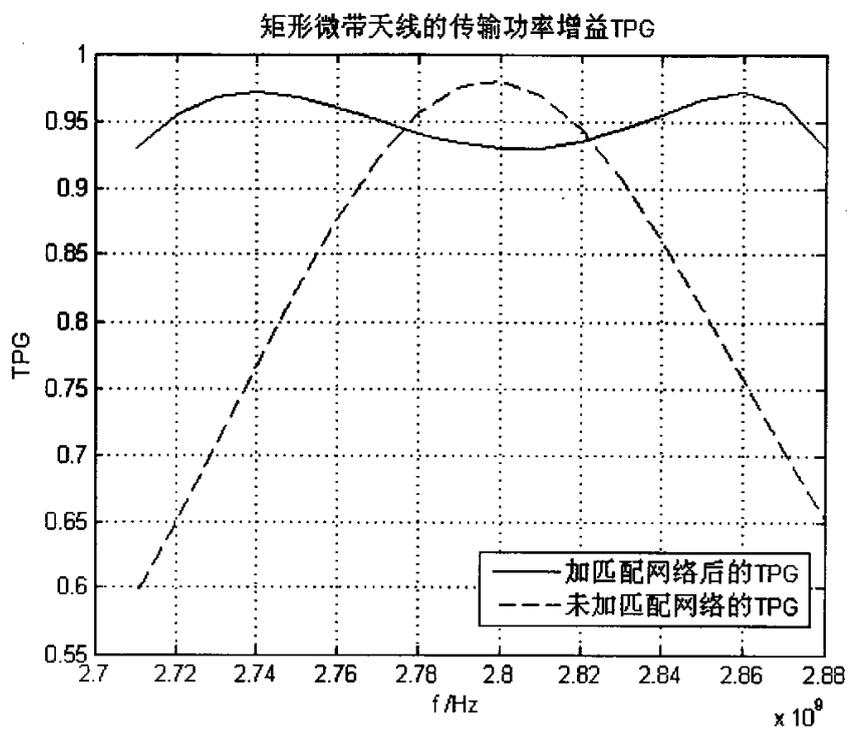


图 5-12 功率传输函数 TPG

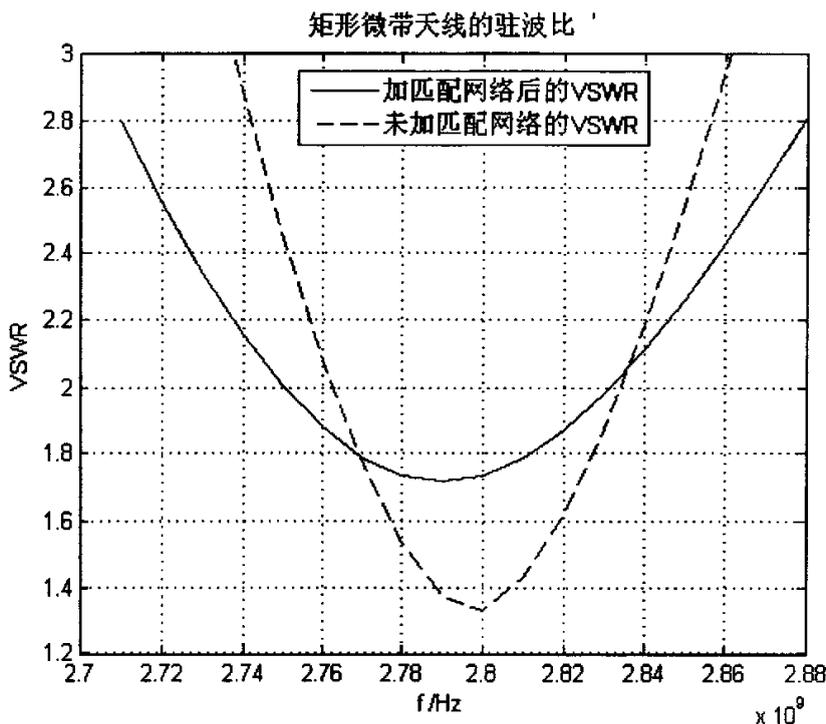


图 5-13 驻波比图

通过匹配网络的设计,我们可以看出,拓宽了矩形贴片微带天线的通频带,取得的效果 $VSWR \leq 2.5$ 从原来的 2.75GHz-2.85GHz 扩展到现在的 2.72GHz-2.865GHz,同时在整个通频带传输功率增益曲线平滑,整体效果很好。

5.2.3 微带漏波天线宽带匹配网络设计

1979年, Menzel 首先指出了可以利用微带天线工作在高阶模时的泄漏特性制造天线[38]。LWA 工作于第一高阶模(TE_{01}), 形成空间漏波辐射, 其主波束方向依赖于工作频率, 具有频扫特性。LWA 以其低剖面, 易于匹配的特点适宜于集成化生产, 特别是 LWA 的波束电控频扫特性, 使其具有成为可应用于移动通信系统的新型智能天线的潜力。此类 LWA 已被成功地应用于汽车防撞雷达和车辆定位系统等[39]。

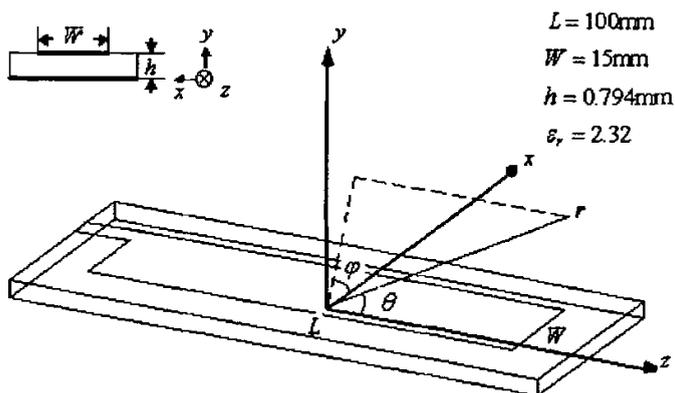


图 (5-14) Menzel 微带漏波天线示意图

Menzel 微带漏波天线(LWA)的结构图如图(5-14)所示。该天线长 $L=10\text{cm}$ ，宽 $W=1.5\text{cm}$ ，介质基板的相对介电常数为 $\epsilon_r=2.32$ ，厚度 $h=0.794\text{mm}$ 。在文献[40]，Oliner 指出当 LWA 里的相位常数满足

$$\beta_z < \beta_0 \tag{5-12}$$

由第一高阶模携带的能量总会泄漏到空间，形成漏波辐射。传播常数 $\gamma_z = \alpha_z + j\beta_z$ 称为漏波传播常数。当漏波衰减常数 α_z 相对于 β_z 不是太大时，那么 H 面的辐射角 θ_r' （最大辐射方向与 y 轴的夹角 $\theta_r' = 90^\circ - \theta_r$ ）可近似写成

$$\sin \theta_r' = \beta_z / \beta_0 \tag{5-13}$$

从文献[38,40]可知，当频率 f 在 6~8GHz 范围内变化时，微带漏波天线可形成空间波束扫描。但是由于微带漏波天线输入阻抗的变化，其阻抗带宽[38]约为 6~6.9GHz。图 (5-15) 和图 (5-16) 为 Menzel 微带漏波天线所得的输入阻抗 Z_{in} 和反射系数 S_{11} 。从图 (5-16) 可看到，Menzel 微带漏波天线的阻抗带宽约 ($S_{11} \leq -7.5\text{dB}$) 为 6~6.8GHz。

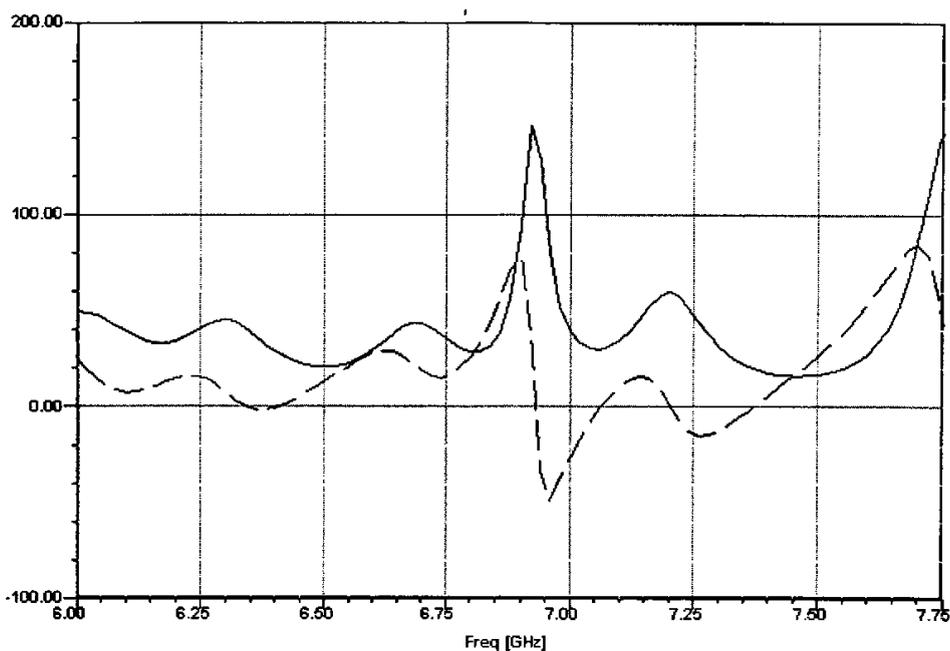


图 (5-15) Menzel 漏波天线所得的输入阻抗 Z_{in} 。

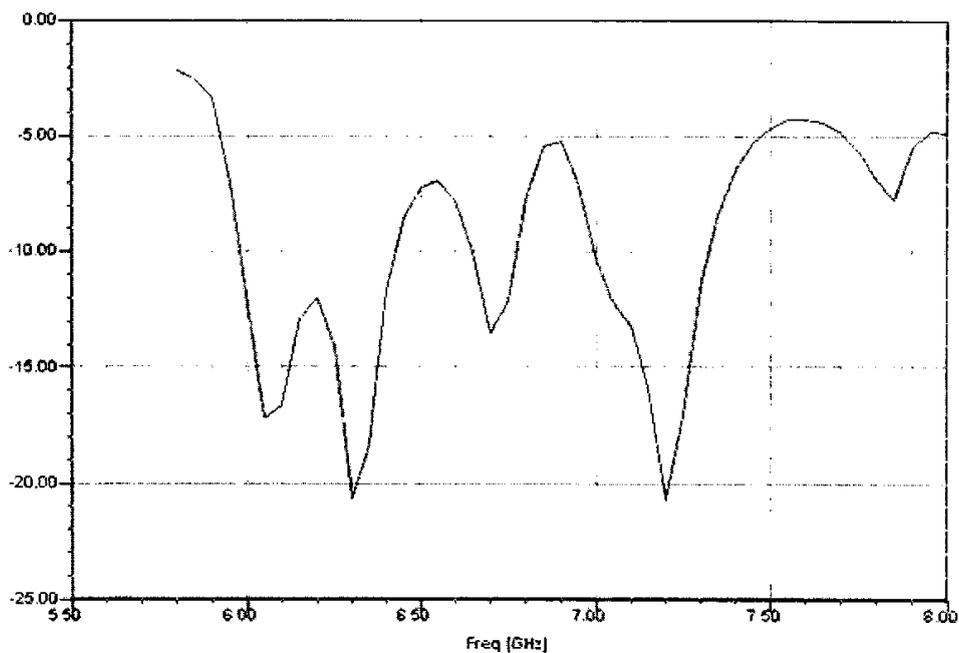


图 (5-16) Menzel 漏波天线所得的反射系数 S_{11} 。

为了更好地利用 Menzel 的频扫特性，有必要对 Menzel 微带漏波天线进行阻抗匹配。我们用实频法对匹配网络优化。

将整个频段 0~12GHz 分为六段，用六段折线段组合表示 $R_q(\omega)$ ，通带设计为 6~7.4GHz，通带内取 28 个频点，网络复杂度 n 设为 3。

用如图 (5-17) 所示的 $R_q(\omega)$ 折线段模型即可实现传输功率增益 TPG 在 6~7.4GHz 频带上最优， f -TPG 如 (5-18) 所示。然后我们优化出 π 型集总参数元件电路，其中集总参数元件值 $C_1 = 0.35pF$ ， $C_2 = 0.17pF$ ， $L = 0.001\mu H$ 。最后我们用优化出来的匹配网络再计算出匹配后天线的驻波比 VSWR。从图 (5-19) 可以看出，匹配网络的驻波比有很好的平滑作用，阻抗带宽 ($VSWR \leq 2.5$) 也由原来的 6~6.8GHz 扩展到 6~7.3GHz。

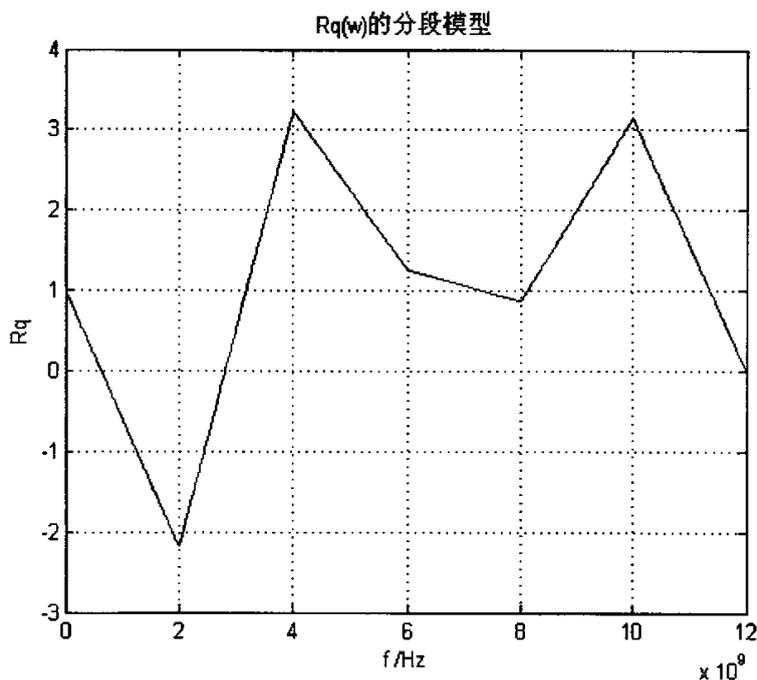


图 (5-17) $R_q(\omega)$ 折线段模型

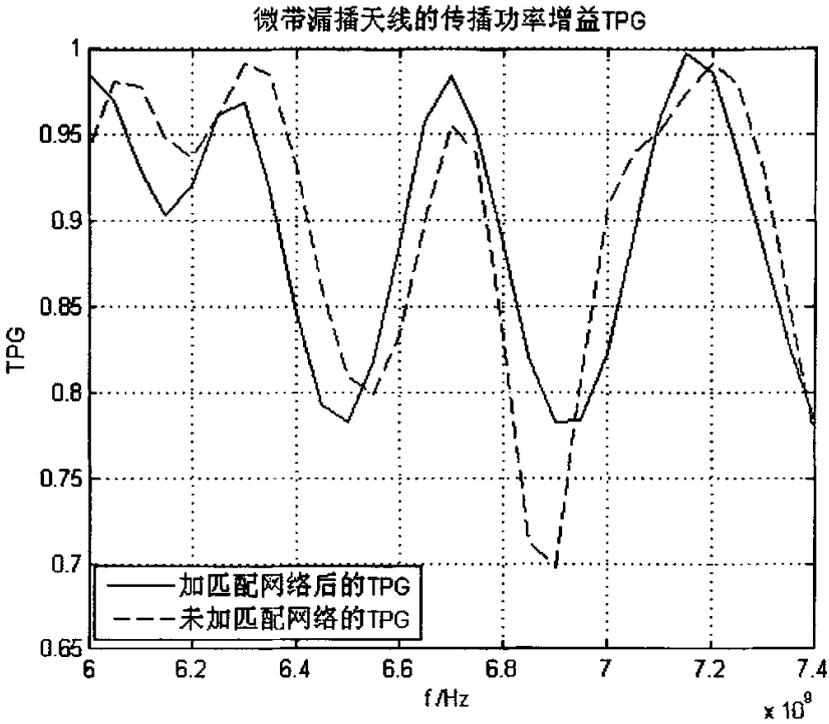


图 (5-18) 传输功率增益 TPG 图

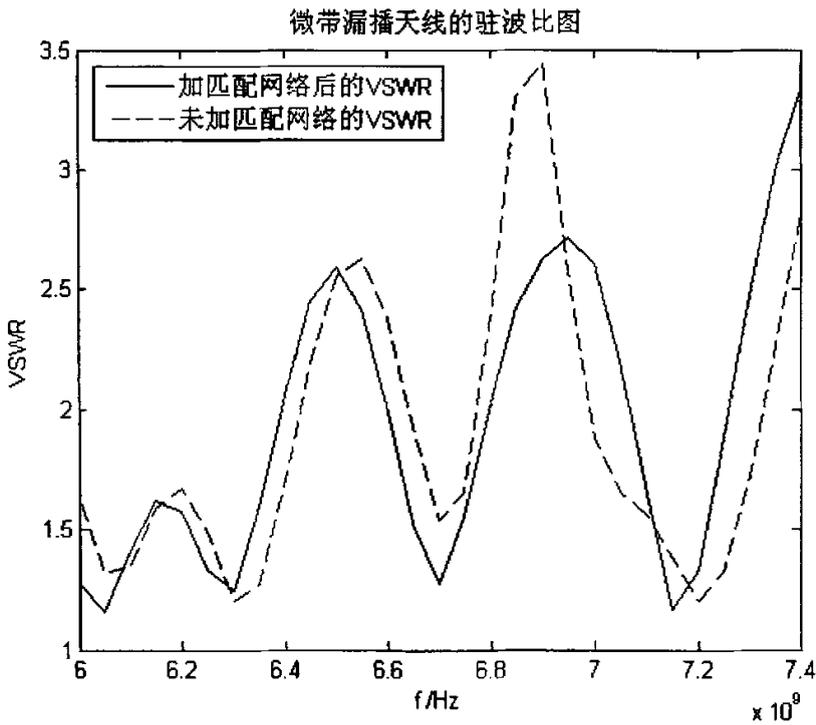


图 (5-19) Menzel 漏波天线驻波比图

以上为微带漏波天线匹配网络的数值计算结果,从结果中我们可以看出,对 $V_{SWR} \leq 2.5$ 的频段有一定的展宽,在通带有一定的平滑作用。但是由于该天线的工作频率在微波频段上,分布参数效应明显,所以综合的集总参数电路可能会严重影响电路的效果。接下来研究工作可以从电路结构和分布参数电路两方面入手。

5.3 GEWERTZ 法综合

我们利用上面的结果来综合出电路网络。通过以上的数值计算得出的参数,只能求出折线段的模型,而我们知道只有折线段的模型是无法综合出我们的匹配网络。现在进行匹配网络的综合。

下面我们将采取上面章节中的 GEWERTZ 法,利用有理函数的逼近方法。下面以上面计算过的矩形贴片天线 5 段折线段模型为例来综合其电路匹配网络。求出可以通过综合实现的匹配网络的表达式。

已知优化的折线模型为:

$$R_q(\omega) = r_0 + \sum_{k=1}^n a_k(\omega)r_k \quad (5-14)$$

$$r_1=3.3601, r_2=-3.1108, r_3=-1.0756, r_4=-8.3400, r_5=-8.5137$$

我们将选取有理函数来逼近它,可用作逼近折线段模型的可理函数的一般模型为

$$R_q(\omega) = \frac{A_0 + A_1\omega^2 + \dots + A_n\omega^{2n}}{1 + B_1\omega^2 + \dots + B_n\omega^{2n}} \quad (5-15)$$

其中 n 为网络的复杂度,由这个一般函数获得的网络,需要采用能耦合线圈,变压器等线圈元件,这样不实际中不仅难以制作,而且这将大大降低天线的增益。所以实际中一般采用以下模型。

$$R_q(\omega) = \frac{A_0\omega^{2k}}{1 + B_1\omega^2 + \dots + B_n\omega^{2n}} \quad (5-16)$$

当 $k=0$ 时,网络为低通模型;当 $0 < k < n$, 网络为带通模型;当 $k=n$, 网络为高通。为简便起见,我们选取网络复杂度为 $n=3$, 网络为低通网络模型。我们所选取的可理函数模型如下所示:

$$R_q(\omega) = \frac{1}{1 + C_1\omega^2 + C_2\omega^4 + C_3\omega^6} \quad (5-17)$$

我们采取最小二乘法来逼近我们所优化出的折线模型：

通过 MATLAB 数值计算后，我们得出了匹配网络函数的实部模型

$$R_q(\omega) = \frac{1}{1 + 1.5822\omega^2 + -0.1014\omega^4 + 0.0016\omega^6} \quad (5-18)$$

(1) 现在我们将由实部模型推出匹配网络的阻抗模型，我们可以采用 GEWERTS 方法求出 $Z_q(s)$

$$1 + 9.999\omega^2 - 27.506\omega^4 + 17.596\omega^6 = 0 \quad (5-19)$$

取方程的根在左半轴的根为 $Z_q(s)$ 分母多项式的根。

可以得到分母多项式为 $N(S) = (S+0.7789)(S-(-5.6075 + 0.4699i))(S-(-5.6075-0.4699i)) = B_0 + B_1S + B_2S^2 + B_3S^3$ (5-20)

由上式左右两端相等，可求出右式的系数：

$$B_0 = 31.6648, B_1 = 0.9463, B_2 = 32.4473, B_3 = 1.2150$$

$$Z_q(s) = D(S)/N(S) \quad (5-21)$$

$$D(S) = A_0 + A_1S + A_2S^2 + A_3S^3 \quad (5-22)$$

(2) 由 GEWERTZ 法，我们来求其分子表达式

$Z_q(s)$ 的分子的偶部与分母的偶部相乘减去分子的奇部与分母的奇部的差等于匹配网络的实部的分子

则有

$$(A_0 + A_2S^2 + A_4S^4)(B_0 + B_2S^2 + B_4S^4) - (A_1S + A_3S^3)(B_1S + B_3S^3) = 1 \quad (5-22)$$

求解 $A_0 = 1/B_0$ (5-23)

$$A_1 = \left(-\frac{B_2}{B_0}\right) \frac{1}{\left(\frac{B_3B_0}{B_2} - B_1\right)} \quad (5-24)$$

$$A_2 = \left(-\frac{B_3}{B_0}\right) \frac{1}{\left(\frac{B_3B_0}{B_2} - B_1\right)} \quad (5-25)$$

$$A_3 = 0 \quad (5-26)$$

求出的 A 值为

$$A_0 = 0.0315, A_1 = -4.6983, A_2 = -1.7280, A_3 = 0$$

由 $Z_q(s)$ ，下一步即综合出匹配网络，由匹配网络阻抗函数的表达式，我们来综合出匹配网络的电路拓扑结构图。综合出的表达式如下

$$Z_q(s) = D(S)/N(S) = (A_0 + A_1S + A_2S^2)/(B_0 + B_1S + B_2S^2 + B_3S^3) = (0.0315 + (-4.6983)S + (-1.7280)S^2)/(31.6648 + 0.9463S + 32.4473S^2 + 1.2150S^3) \quad (5-27)$$

通过上面的表达式，我们可以的综合出各元件参数值[41]。

$$L = 0.014\mu H, C_1 = 0.289pF, C_2 = 1.288pF$$

由此我们得出匹配网络的拓扑形式为：

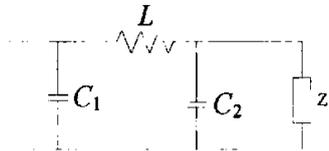


图 5-20 匹配网络图

结束语

本文在宽带匹配的理论基础上,研究了通信系统集总参数元件匹配网络综合设计法,分布参数元件匹配网络的综合设计法,以及匹配网络的计算机辅助设计方法:驻波比法、实频技术法、简化实频法和直接优化法。应用实频技术法设计了矩形微带贴片天线的匹配网络和微带漏波天线的匹配网络。本文在应用该方法时,进行了多个模型的数值计算实验,综合比较,选择了将匹配网络实部非均匀划分成五段和六段的模型来进行匹配网络的设计,最后综合出了匹配网络电路拓扑图。

本文选择设计的匹配网络,虽然可以用集总参数元件来综合,但是分布参数效应已经比较明显。

通过以上总结,本文有以下方面有待进一步研究和工作:

1 集中在分布参数匹配网络的综合上,研究适合微波频段的宽带匹配网络,如微带漏波天线的宽带匹配网络。

2 在电路综合结构上,进一步研究适合微波电路的电路结构。

3 本文所做的数值计算实验研究都是无源负载匹配网络的研究,可以再进行一步研究有源负载匹配网络的设计,如晶体管放大器的匹配网络的设计和研究。

4 本文的实验结果是数值计算结果,可以进一步制作出实际的电路,进一步验证设计的效果。

参考文献

- [1] WAI-KAI CHEN 著, 黎安尧译, 宽带匹配网络的理论与设计, 北京: 人民邮电出版社 1982
- [2] 邓次平, 现代微波网络导论, 北京: 国防工业出版社 1994
- [3] 张欲敏 朱济杰, 无源与有源网络的分析与综合, 北京: 北京航空航天大学出版社, 1991
- [4] 李征帆 毛军发, 微波与高速电路理论, 上海: 上海交通大学出版社 2000
- [5] 吴咏诗编, 微波集成电路的计算机辅助设计 天津: 天津大学出版社 2000
- [6] H. W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, New York, Van Norstrand, 1945.
- [7] R M. Fano, Theoretical Limitation on The Broadband Matching of Arbitrary Impedances, Journal of the Franklin Institute, 1950, Vol. 249, pp. 57-83, 139-154.
- [8] D. C. Youla, A New Theory of Broad-Band Matching, IEEE Trans. on Circuit Theory, Mar. 1964, Vol. 11, pp. 30-50.
- [9] Y. T. Chan and E. S. Kuh, A General Matching Theory and Its Application to Tunnel Diode Amplifiers, IEEE Trans. on Circuit Theory, Mar. 1966, Vol. 13, pp. 6-18.
- [10] J. D. Schoeffler, Impedance Transformation Using Lossless Network, IRE Trans. on Circuit theory, 1961, Vol. 8, No. 2, pp. 131~137.
- [11] C. Satyanarayana and W. K. Chen, Theory of Broadband Matching and the Problem of Compatible Impedances, Journal of the Franklin Institute, 1980, Vol. 309, pp. 267-279.
- [12] W. K. Chen, Unified Theory of Broadband Matching, Journal of the Franklin Institute, 1980, Vol. 310, pp. 287---301.
- [13] Y. S. Zhu and W. K. Chen, Unified Theory of Compatibility Impedances,

- IEEE Trans. on Circuits and Systems, 1988, Vol.35, No2
- [14]H. J. Carlin and R. C. Shen, Gain-Bandwidth Theory for Optimizing Transmission through. Prescribed Lossless Two-Port, IEEE Trans. on Circuit Theory, 1972, Vol. 19, No. 1, pp.98 — 100.
- [15]H. J. Carlin, A New Approach to Gain-Bandwidth Problems, IEEE Trans. On Circuits and System, vol. CAS-24, pp.170-175, April 1977.
- [16]B. S. Yarman, and H. J. Carlin, A Simplified 'real frequency' technique applied to broad-band multistage microwave amplifiers, IEEE Trans, Microwave Theory Tech., vol. 30, no. 12. pp. 2216-2222, Dec. 1982
- [17]H. J. Carlin and B. S. Yarman, The Double Matching Problem: Analytic and Real Frequency Solutions. IEEE Trans. on Circuits and Systems, 1983, Vol. 30, No. 1, pp. 15 — 28.
- [18]H. J. Carlin, B. S. Yarman, The double matching problem: analytic and real frequency solutions, IEEE Trans. Transactions on, vol. 28, no. 1, pp. 15-28, Jan. 1992
- [19]B. S. Yarman and H. J. Carlin, A Simplified "Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1982, Vol. 30, No. 12, pp. 2216-2222.
- [20]H. J. Carlin and P. P. Civalleri, New Directions in Gain-Bandwidth Theory and Broad-Band Matching, IEEE International Symposium on Circuits and Systems v 2, 1991, pp. 1255-1258.
- [21]J. Pandel and A. Fettweis, Broadband Matching Using Parametric Representations, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1985, pp. 143 — 149.
- [22]朱义胜, 双匹配网络含有复数传输零点的 CAD 技术, 通信学报, No. 5, pp. 20-27, 1993
- [23]M. Vai and S. Prasad, Automatic Impedance Matching with a Neural Network, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1993, Vol. 3, No.

- 10, pp. 353-354.
- [24]陈轶鸿 郭渭盛 肖良勇 宽带匹配网络的现代设计方法 电波科学学报
Vol. 11, No. 2, pp. 102-109, 1996 (6)
- [25]马国田 梁昌洪基于遗传算法的宽带匹配网络的优化设计, Vol. 16, No. 1,
pp. 73-77, 2000(3)
- [26]微波技术与天线 刘学观 郭辉萍编著 西安电子科技大学出版社
2001(11)
- [27]李宗谦等, 微波工程基础, 北京: 清华大学出版社, 2003
- [28]范寿康等, 微波技术与微波电路, 北京: 机械工业出版社, 2003
- [29]陈秩鸿, 肖良勇, 郭渭盛, 宽带天线阻抗匹配网络中的实频法, 电子学报,
25 (3): pp. 19-24, 1997
- [30]陈剑, 宽带匹配网络理论的研究和实现, 华东师范大学硕士论文, 2004
- [31]天线工程手册, 林昌禄主编, 电子工业出版社, 2002
- [32]徐良 朱红星 毛乃宏, 一种新型的舰用短波宽带天线 电波科学学报
Vol.13, No.1,1998(3)
- [33]何瑶, 黎滨洪, 刘毅军, 宽带匹配网络中的改进实频法, 微波学报, Vol. 21,
No. 3, pp. 9-11, 2005
- [34]高火涛, 侯杰昌, 杨子杰, 石振华, 宽带天线阻抗匹配网络的设计, 武汉大学学报(理学版), Vol. 47, No. 5, pp. 541-544, 2001
- [35]孙保华, 周良明, 肖辉, 天线宽带匹配网络的设计与计算方法, 西安电子科技大学学报, Vol. 26, No. 6, pp. 793-797, 1999
- [36]Hongming An; Nauwelaers, B. K. J. C. ; van de Capelle, A. R., Broadband
microstrip antenna design with the simplified real frequency
technique, IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 42, no. 2, pp. 129-136Feb.
1994
- [37]孙保华, 纪奕才, 刘其, VHF/UHF 天线宽带匹配网络的优化设计与实验研究,
电子学报, Vol. 30, No. 6, pp. 797-799, 2002
- [38]W. Menzel, A new traveling-wave antenna in microstrip, AEU,
33(4):137-140, 1979

- [39]C. Luxey et al., Simple design of dual-beam leaky-wave antennas in microstrips, IEE Proceeding of Microwave, Antennas & Propagation, 144(6):397-402, 1997
- [40]A. Oliner, leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas, Radio Science, 22(6),907-912, 1987
- [41]陈惠开, 无源与有源滤波器-理论与应用, 北京: 人民邮电出版社, 1989

致谢

本论文经过无数个日夜的奋战，终于全部完成了。

在此，首先感谢导师龙云亮的指导。还有给了我很大帮助的刘菊华同学。还有金志平同学，刘胜华同学，朱帜同学。张海清同学。还有同学龚树平，还有同事汪超。论文的完成，离不开老师的指导，同学的帮助。

再次感谢导师龙云亮教授，感谢实验室同门同学刘菊华李彬刘鹏。

感谢所有关心我的人。

原创性声明

本人郑重声明：

所提交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：王昭印

日期：2016年6月6日