

# 讯号对网络的匹配及其应用\*

林 守 远

(南京电子技术研究所)

## 提 要

本文提出了讯号对网络匹配的概念,在分析某些微波网络时应用这一概念,可使问题简单明了。文中给出了一个应用实例。

## 一、讯号对网络的匹配

如图1所示的一般微波网络可以方便地用散射矩阵[S]来描述。

首先考察只有一个端口有人射波的情况。令网络的端口*k*接匹配讯源,其入射波为 $V_k^+$ ,而其余各端口均接匹配负载,则各端口的散射波为

$$V_i^- = V_k^+ S_{ik}, \quad (i = 1 \cdots n) \quad (1)$$

因此总散射功率与端口*k*的人射功率之比为

$$\begin{aligned} \frac{\sum |V_i^-|^2}{|V_k^+|^2} &= \frac{|V_k^+|^2 \sum_i |S_{ik}|^2}{|V_k^+|^2} \\ &= \sum_i |S_{ik}|^2 = \alpha_k, \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中 $\alpha_k$ 为由端口*k*输入讯号时,网络的功率损耗(对无源网络)或网络的功率增益(对有源网络)。

其次考察各端口均有人射波的情况。令网络各端口均接匹配讯源,其入射波为 $V_i^+$ 。若

$$V_i^+ = K S_{ki}^*, \quad (3)$$

式(3)中*K*为比例常数。则端口*k*的散射波为

$$V_k^- = \sum_i V_i^+ S_{ki} = K \sum_i |S_{ki}|^2 = K \alpha'_k. \quad (4)$$

式(4)中令 $\alpha'_k = \sum_i |S_{ki}|^2$ 。而其余各端口的散射波为:

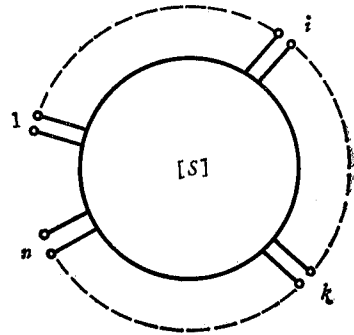


图1 微波网络  
Fig. 1 Microwave network

\* 1981年9月8日收到。

$$V_k^- = \sum_i V_i^+ S_{ki} = K \sum_i S_{ki}^* S_{ji}, \quad (j = 1 \cdots n, \text{ 但 } j \neq k). \quad (5)$$

因此端口  $k$  的散射功率与总入射功率之比为

$$\frac{|V_k^-|^2}{\sum |V_i^+|^2} = \frac{|K|^2 (\alpha'_k)^2}{|K|^2 \alpha'_k} = \alpha'_k. \quad (6)$$

若各端口的入射波不满足式 (3), 则

$$\frac{|V_k^-|^2}{\sum |V_i^+|^2} = \frac{\left| \sum_i V_i^+ S_{ki} \right|^2}{\sum |V_i^+|^2} \leq \frac{\left( \sum_i |V_i^+| |S_{ki}| \right)^2}{\sum |V_i^+|^2} \leq \sum_i |S_{ki}|^2 = \alpha'_k. \quad (7)$$

式 (7) 中第二个不等式即柯西不等式<sup>[4,21]</sup>.

如果网络是无耗的, 其散射矩阵为酉矩阵, 即  $[S]^{-1} = [\tilde{S}^*]$ , 则由式 (2)、(4) 和 (5) 可得

$$\alpha_k = \sum_i |S_{ik}|^2 = 1, \quad (8)$$

$$\alpha'_k = \sum_i |S_{ki}|^2 = 1, \quad (9)$$

$$V_k^- = K \sum_i S_{ki}^* S_{ji} = 0. \quad (10)$$

如果网络是可逆的, 其散射矩阵为对称矩阵, 即  $[S] = [\tilde{S}]$ , 则

$$\alpha_k = \sum_i |S_{ik}|^2 = \sum_i |S_{ki}|^2 = \alpha'_k. \quad (11)$$

式 (6) 和 (7) 表明, 若各端口的入射波满足式 (3) 时, 则端口  $k$  的散射功率与总入射功率之比最大. 因此满足式 (3) 时, 可称为讯号对网络的端口  $k$  匹配. 式 (8) 至 (10) 表明, 对无耗网络, 不论是否可逆,  $\alpha'_k = \alpha_k = 1$ , 即讯号对网络的端口  $k$  匹配, 则全部入射功率无耗地由端口  $k$  输出, 而其余各端口的散射波均等于零. 式 (11) 表明, 对可逆网络, 不论是否无耗, 讯号对网络的端口  $k$  匹配, 则端口  $k$  的散射功率与总入射功率之比等于只有端口  $k$  有入射波时总散射功率与端口  $k$  的入射功率之比.

应指出满足式 (3) 时,  $V_i^+$  中包含  $V_k^+$  在内. 如所讨论的网络  $S_{kk} = 0$ , 则满足式 (3) 时,  $V_k^+ = 0$ . 有不少实际的网络  $|S_{kk}| \neq 0$  至少  $|S_{kk}|^2 \neq 0$ . 在此情况下, 可以近似地认为满足以下两式

$$V_k^+ = 0, \quad (12)$$

$$V_i^+ = K S_{ki}^*, \quad (13)$$

就是讯号对网络的端口  $k$  匹配. 对无耗网络, 若端口  $k$  接共轭匹配负载, 则满足式 (13) 就自动满足式 (3).

下面举例说明“讯号对网络的端口  $k$  匹配”这一概念的应用.

## 二、应 用

例一 如图 2(a) 所示阻抗变换器, 线 2 至 5 为特性阻抗均为  $Z_0$  的等长传输线段, 线 2

先与线 3 在左边串联在右边并联, 然后与线 4 在左边并联在右边串联, 最后与线 5 在左边串联在右边并联, 而端口 1 和 1' 的特性

阻抗分别为  $\frac{5}{3} Z_0$  和  $\frac{3}{5} Z_0$ . 如果在  $x$ —

$x$  处(位置任意), 将变换器分成左、右两个网络, 左网络各端口的编号为 1 至 5, 右网络各端口的编号为 1' 至 5'. 当端口 2 至 5 和 2' 至 5' 均接匹配负载  $Z_0$  时, 从端口 1 和 1' 分别视入的等效电路分别如图 2(b) 和 (c) 所示. 由此不难得到左、右网络的散射参量, 即  $S_{11} = S_{1'1'} = 0$ ,  $S_{j1}$  正比于  $S_{j'1'}$  (这里  $j = 2 \cdots 5$ ,  $j' = 2' \cdots 5'$ ). 若左网络的端口 1 输入讯号, 则端口 2 至 5 的散射波正比于  $S_{j1}$ . 如果

左、右两个网络合在一起, 且端口 1' 接匹配负载  $\frac{3}{5} Z_0$ , 则右网络的端口 2' 至 5' 的入射波正比于  $S_{j1}$ , 也就是正比于  $S_{j'1'}$ , 由于网络可逆故满足式 (3), 因此全部输入功率将从端口 1' 输出, 成为一个从  $\frac{5}{3} Z_0$  变换到  $\frac{3}{5} Z_0$  的阻抗变换器. 由于上述分析中, 对于等长传输线段的长度没有波长数的要求, 因此这类阻抗变换器的工作频带极宽<sup>[3,4]</sup>.

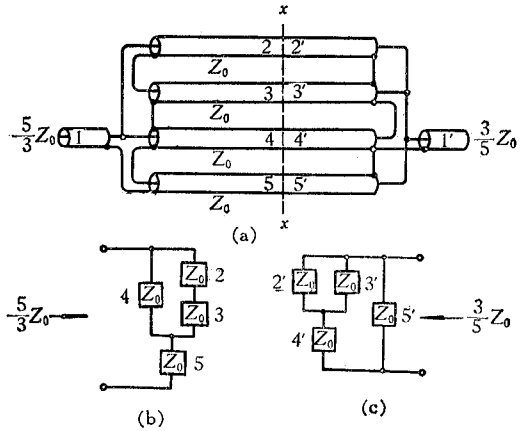


图 2 阻抗变换器及其等效电路图

Fig. 2 Line transformer and its equivalent circuits

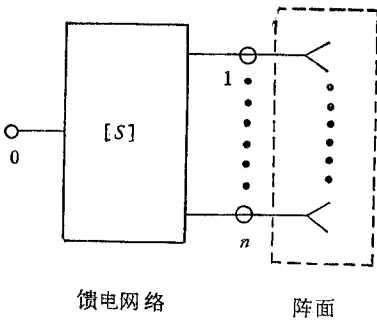


图 3 阵列天线  
Fig. 3 Antenna array

上述分析在阐明阻抗变换器原理方面显然比用其他分析方法, 例如文献 [3], 简明得多.

例二 如图 3 所示阵列天线, 可分为馈电网络和阵面两部份, 假定: 馈电网络是无耗可逆的, 其输入端(端口 0)匹配; 阵面也是无耗的, 其各单元间的互耦可忽略不计. 令馈电网络的散射矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{II}] & [S_{I II}] \\ [S_{II I}] & [S_{II II}] \end{bmatrix}$$

式中  $[S_{II}]$  只有一个元素, 即  $S_{00} = 0$

$[S_{II I}]$  为  $n$  元列矩阵, 表示功率分配.

$$[S_{I II}] = \widetilde{[S_{II I}]}$$

$[S_{II II}]$  为  $n$  阶方阵, 表示端口 1 至  $n$  的反射和互耦.

在上述情况下:

1. 如果阵面各单元的反射系数  $\Gamma_i$  等于零, 则天线的阵面幅度分布决定于矩阵  $[S_{II I}]$ .
2. 如果各单元的  $\Gamma_i$  不等于零, 矩阵  $[S_{II II}]$  也不是零矩阵, 一般说来将形成多次反射, 因而破坏阵面分布.
3. 如果所有  $\Gamma_i$  的幅值均为  $|\Gamma|$ , 其相角满足

$$\arg \Gamma_i = -2\arg S_{i0} + C, \quad (i = 1 \cdots n),$$

式中  $S_{i0}$  为矩阵  $[S_{\Pi 1}]$  中的元素,  $C$  为任意选定的常数, 则除了因  $|\Gamma|$  不等于零而使辐射功率有所减少外, 阵面幅度分布规律仍决定于矩阵  $[S_{\Pi 1}]$ . 因为在此情况下, 若在端口 0 输入功率, 则馈电网络端口 1 至  $n$  的散射波正比于  $S_{i0}$ . 考虑到各单元的反射, 则端口 1 至  $n$  的入射波正比于  $S_{i0}^*$ , 由于网络可逆故满足式 (3), 因此被各单元所反射的功率全部到达端口 0, 即使端口 0 所接的信源不匹配再反射至阵面也不影响阵面幅度分布规律.

了解上述性质对设计阵列天线是颇为有用的.

### 三、结 论

前述讯号对网络匹配的概念, 可用于无耗网络也可用于有耗网络, 可用于无源网络也可用于有源网络, 可用于可逆网络也可用于不可逆网络. 本文只举了两个无耗可逆网络的例子, 有关有耗网络的例子可参阅文献 [2].

在分析某些微波网络时, 特别是讨论其工作原理时, 应用讯号对网络匹配这一概念, 可使问题简单明了.

### 参 考 文 献

- [1] 《数学手册》编写组, 数学手册, 人民教育出版社, 1979年, 第21页.
- [2] 林守远, 雷达技术, 1979年, 第4期, 第19页.
- [3] G. Guancella, Brown Bover Rev., 31 (1944), 327.
- [4] U. Barabas, IEEE Trans. on MTT, MTT-27 (1979), 58.

## THE MATCHING OF SIGNAL TO A NETWORK AND ITS APPLICATIONS

Lin Shou-yuan

(Nanjing Research Institute of Electronic Technology)

A new concept about the matching of signal to a network is proposed. For an  $n$ -port microwave network, if all incident waves are proportional to the conjugates of corresponding scattering parameters of network  $S_{ki}^*$  ( $i = 1 \cdots n$ ), then the ratio of the power of scattering wave at the  $k$ -th port to the sum of power of all incident waves reaches the maximum. Using this concept, we find some problems may be simplified when microwave networks are studied. To illustrate application of the concept, a description of an ultrabroad-band line transformer and an antenna array is given in this paper.