

# 全通滤波器集总栅格模型的学习与总结

南京邮电大学 金秀华

[摘要]全通滤波器是一类针对相位进行设计的特殊滤波器,其基础电路为集总参数栅格模型。本文通过对全通滤波器集总参数栅格模型的学习、分析及仿真研究,了解了全通滤波器的工作原理及调节机制,对研究全通滤波器的微波实现具有重要的指导意义。

[关键词]全通滤波器 相位 集总栅格模型

## 1. 概述

微波滤波器的有多种分类法,按照其幅频响应来分一般可分为高通、低通、带通和带阻四种滤波器<sup>[1]</sup>。其中,“低”、“高”和“带”表示器件在频域上的响应分布,而“通”和“阻”则指器件的幅度响应类型。传统的滤波器大多针对幅频响应进行设计;但有一类滤波器,并不对信号的幅频响应施加影响,不具有“过滤”和选频的作用,仅能改变信号的相频响应,即全通滤波器<sup>[2]</sup>。在微波滤波器家族中全通滤波器的种类相对较少,因为这种滤波器幅度响应是不变的,而相位响应是非线性的。该特性使得全通滤波器能够对信号的相位进行校正及均衡。结合全通滤波器和传统滤波器,可以得到任意幅频响应(传统滤波器实现)和任意相位响应(全通滤波器校正)的理想滤波器。

## 2. 全通滤波器集总栅格模型简介

狭义上的全通网络能够传输全部的入射功率,因此在任意频点上其反射系数为零,传输系数为1。广义的全通网络的幅频响应(传输系数的模)为某一固定值,而相频响应是非线性的。非线性的相频响应是全通网络的重要性质,也是与传输线最大的区别。一段匹配好的理想传输线显然同样具有“全通”的幅频响应,但传输线的相频曲线是线性的,群时延是常数,并不能对信号的相位产生均衡。

在电路工程中,最典型的集总元件全通滤波器单元由对称的栅格网络组成。该网络的电路图如图1所示。

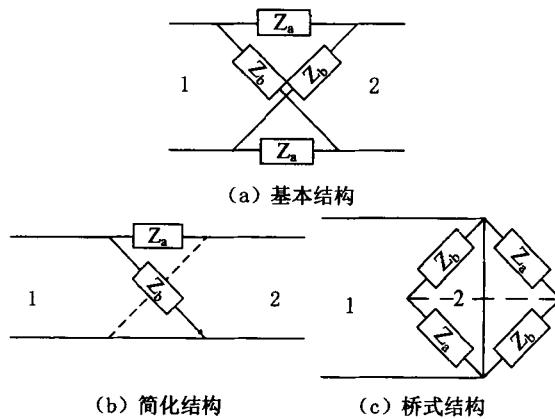


图1 集总栅格全通网络的电路结构图

图1给出了集总栅格全通网络的几种电路表示方法。其中(a)为基本的表示法,(b)为简化形式,而(c)则为桥式结构。(a)和(b)便于网络的级联,(c)则有利于全通网络的分析和计算。在上述图中, $Z_a$ 、 $Z_b$ 均为阻抗元件。

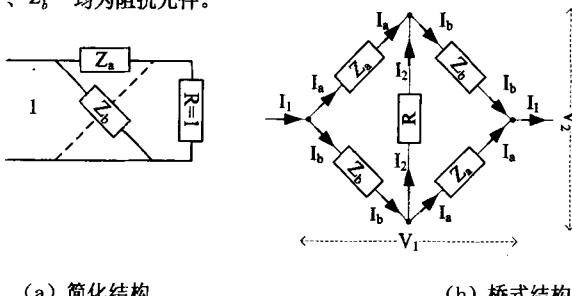


图2 终端接负载的集总栅格全通网络的电路结构图

当上述结构端接归一化电阻为1的负载时,如图2(a)所示, $Z_a$ 和 $Z_b$ 应满足互为倒数的关系<sup>[2]</sup>,即:

$$Z_a Z_b = 1 \quad 1-1$$

其传输阻抗为 $Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}$ ,图2(b)为终端接电阻R的全通网络电路结构图,由图可知:

$$\begin{cases} I_1 + I_2 - I_b = 0 \\ I_1 - I_a - I_b = 0 \\ -I_a Z_a + I_2 R + I_b Z_b = 0 \end{cases} \quad 1-2$$

由1-2可得:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b + 2R}$$

由于网络的对称性,

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} = -R \cdot \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b + 2R} = R \cdot \frac{Z_b - Z_a}{Z_a + Z_b + 2R}$$

而  $Z_b = \frac{R^2}{Z_a}$ , 故:

$$Z_{12} = R \cdot \frac{\frac{R^2}{Z_a} - Z_a}{Z_a + \frac{R^2}{Z_a} + 2R} = R \cdot \frac{R - Z_a}{R + Z_a} \quad 1-3$$

R=1时对网络进行归一化可得:

$$Z_{12} = \frac{1 - Z_a}{1 + Z_a}, \quad Z_a = \frac{1 - Z_{12}}{1 + Z_{12}}, \quad Z_b = \frac{1 + Z_{12}}{1 - Z_{12}} \quad 1-4$$

当网络无耗时, $Z_a$ 和 $Z_b$ 均为纯电抗元件。此时,对应于一阶和二阶全通网络函数<sup>[2]</sup>, $Z_a$ 分别表示串联电感和并联谐振回路的阻抗,而 $Z_b$ 则分别表示并联电容和串联谐振回路的阻抗,具体LC电路结构如图3所示。

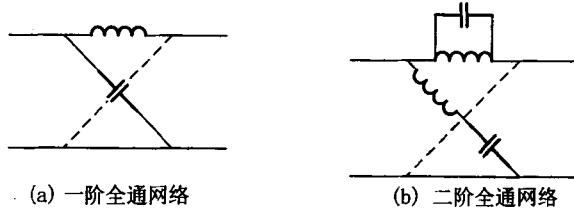


图3 集总参数全通网络LC电路图

由全通传输函数性质可知,由上述两种电路组合可以得到所有的全通传输网络。假设负载归一化电阻为1,则在一阶网络中,有

$$Z_a = j\omega L = sL = \frac{s}{\sigma} \quad 1-5$$

根据1-1,有

$$Z_b^{-1} = j\omega C = sC = \frac{s}{\sigma} \quad 1-6$$

其中,  $\sigma$ 为 $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,即第一类全通传输函数的零点和极点。

同样,在二阶网络中,有

$$Z_a = \frac{L_1 s}{L_1 C_1 s^2 + 1} \quad 1-7$$

$$Z_b = sL_2 + \frac{1}{sC_2} \quad 1-8$$

$$\text{其中, } L_1 = \frac{2\sigma_b}{|s_b|^2} \quad 1-9$$

$$C_1 = \frac{1}{2\sigma_b} \quad 1-10$$

$$C_2 = L_1 \quad 1-11$$

$$L_2 = C_1 \quad 1-12$$

而  $|s_b| \equiv \sigma_b + j\omega_b = \sqrt{\sigma_b^2 + \omega_b^2} = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}}$ ，为第二类全通传输函数的零点(极点)。

上述网络的幅度响应和相位响应分别为：

$$\text{幅度: } \alpha = |S_{12}(s)| = 1$$

$$\text{相位: } \beta = -\sum_{a=1}^k 2 \arctan \frac{\omega}{\sigma_a} - \sum_{b=1}^m 2 \arctan \frac{2\sigma_b \omega}{|s_b|^2 - \omega^2}$$

从相位响应可以观察到，上述网络的相位随角频率  $\omega$  变化是非线性的，这是与传输线的相频响应完全不同的性质。利用该性质，可以实现相位均衡及移相。

### 3. 对一阶二阶全通电路的仿真分析

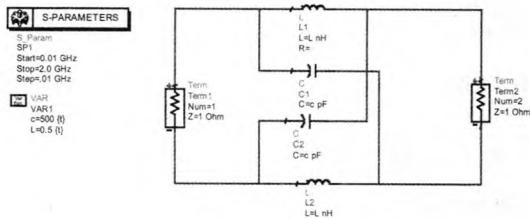


图4 一阶集总参数全通网络电路原理图(ADS)

在ADS仿真环境中，对上述电路进行了原理仿真。电路原理图如图4所示。在仿真中，电容和电感值被设置为变量，可以方便的进行参数调节及扫描，以便于观察电路响应随参数的变化。从图中可以观察到，该电路存在两路交叉的部分，即桥式结构。这种结构在具体电路实现时会有一定难度。

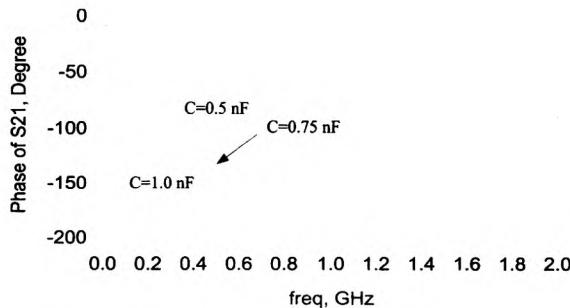


图5 一阶全通网络的相频曲线  $C=\{500, 750, 1000\} \text{ pF}$

由于是全通网络，因此传输幅度响应均为1(0 dB)，这里不再给出相应的仿真结果。图5给出了仿真得到一阶全通网络的传输相位随频率变化的三组曲线，其中并联电容C的取值分别为500、750和1000 pF，通过公式1-5，易得串联电感的取值分别为0.5、0.75和1 nH。从图中可以观察到，随着并联电容取值的变大，全通网络低频部分的相位随频率变化越来越大。但在高频部分，电路的传输相位曲线随频率的升高趋于平坦，并趋于-180°。我们知道，陡峭的相位响应意味着大的群时延，所以在低频处，该网络可以用作延时器件。通过改变电容C的大小，就能够得到想要的群时延。

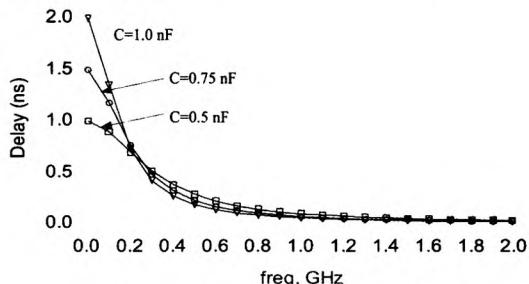


图6 一阶全通网络的群时延特性

图6给出了上述电路相应的群时延随频率的变化曲线。从图中可以观察到，随着电容C的变大，低频处的群时延变大，这与之前从相频曲线推断得到的结果是一致的。在高频处，群时延趋向零且平坦度较好。该特性较为适合加以利用实现移相功能。

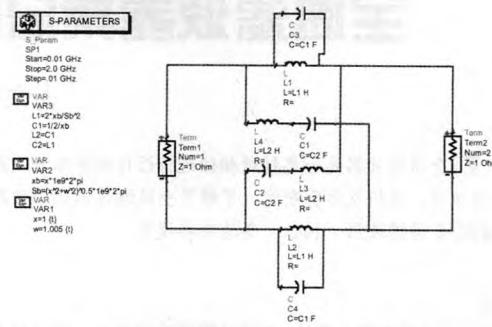


图7 二阶全通网络的电路原理图

图7中给出了基于集总参数的二阶全通网络的电路原理图。从图中可以观察到，一阶电路的电容C和电感L分别被串联谐振回路和并联谐振回路所代替。特别的，当  $C_1=C_2=0$  时，二阶全通网络就退化成为了一阶网络。基于上述电路，我们同样利用ADS仿真软件，对二阶全通网络的传输特性进行了参数仿真研究。同样，由于幅频响应仍然是1，这里不再给出。

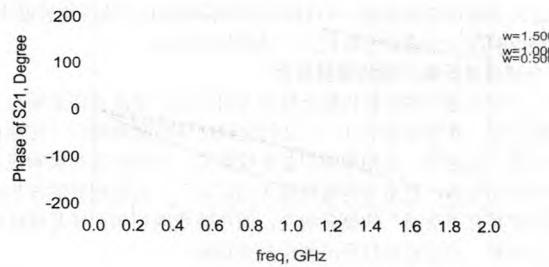


图8 不同参数取值下二阶网络的相频曲线

$$\sigma_b = 2\pi \text{ GHz}, \omega_b = \{\pi, 2\pi, 3\pi\} \text{ GHz}$$

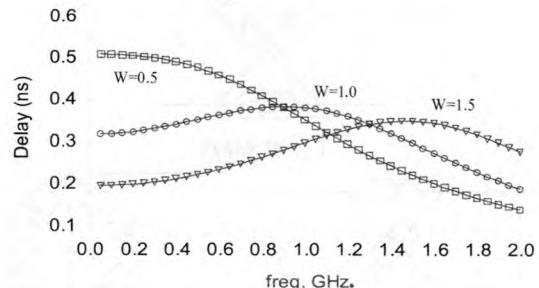


图9 不同参数取值下二阶网络的群时延曲线

与一阶响应不同，二阶响应有两个参数可以调节，分别为  $\sigma_b$  和  $\omega_b$ 。当  $\omega_b = 0$  时，二阶电路相当于两个一阶电路的级联，这里不再给出。当固定了  $\sigma_b = 2\pi \text{ GHz}$  之后，对不同  $\omega_b$  取值下的电路进行了仿真研究。结果列于图8与图9中。从图8中观察可得，电路相位跃变点(谐振点)的频率随着  $\omega_b$  的增大而向高频移动。从图9中可观察到，在群时延响应中，二阶响应函数的形状发生了质的变化。与一阶响应不同，二阶群时延的最大值随着  $\omega_b$  的变大逐步向高频迁移。由此可见，二阶响应的群时延可以通过改变以上两个参数得到调整。这种机制是多级全通电路综合设计的基础<sup>[2]</sup>。

### 4. 总结

本文对全通滤波器格栅网络模型进行了学习，并用ADS仿真软件对一阶、二阶全通网络进行了原理仿真。仿真结果表明，一阶全通网络随着并联电容C变大，低频处的群时延变大，高频处群时延均趋向零且平坦度较好；二阶全通网络群时延的最大值随  $\omega_b$  的增大向高频移动，其群时延曲线可以通过改变  $\sigma_b$  和  $\omega_b$  这两个参数得到调整。

### 参考文献

- [1] David M. Pozar 著，张肇仪等译. 微波工程 [M]. 第三版，电子工业出版社，2006.
- [2] Richard J. Cameron, Chandra M. Kudsia, Raafat R. Mansour 著，王松林等译. 通信系统微波滤波器—基础、设计与应用 [M]. 电子工业出版社，2012.

## 微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

### 微波滤波器设计培训专题视频课程



高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

### 更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>

专注于微波、射频、天线设计人才的培养

**易迪拓培训**

官方网址: <http://www.edatop.com>

淘宝网店: <http://shop36920890.taobao.com>