

交叉耦合微波滤波器预失真理论

张德锋 赵永久 尹映辉

(西安电子科技大学机电工程学院 西安 710071)

摘要：本文介绍了一种交叉耦合微波滤波器的自适应预失真理论，该理论在传统预失真理论的基础上，实现了传输极点向 $j\omega$ 轴的异步移动。每一个极点移动的距离，可以通过最小二乘法优化得到，避免了传统预失真中极点同步移动的盲目性。虽然传统预失真技术可以使滤波器通带内损耗变化及群时延变得较为平坦，但这是以增大插入损耗、回波损耗为代价的。采用自适应预失真技术，滤波器的电参数将得到较好地折衷。同时，通过选择合适的反射零点，可以综合出物理结构对称或者同步调谐滤波器对应的耦合矩阵。

关键词：微波滤波器；自适应预失真技术；传输极点；耦合矩阵

Predistortion theory for cross-coupled microwave filters

ZHANG De-Feng ZHAO Yong-Jiu YIN Ying-Hui

(School of Mechanoelectronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract: This paper presents an adaptive predistortion theory for cross-coupled microwave filters. On the basis of traditional method, the transmission poles are moved to the $j\omega$ axis at a difference pace, which can be determined by an effective optimization method—the Least Square method. Although the traditional method could flat the loss variation and group delay in the passband, it was at the severe expense of the insertion loss and return loss. Using the adaptive predistortion technique, the electrical parameters for a filter can be well traded off. Meanwhile, the coupling matrix of the physical symmetric or synchronously_tuned filters can be synthesized by choosing the appropriate reflection zeros.

Keywords: microwave filters; adaptively predistortion technique; transmission poles; coupling matrix

1 引言

交叉耦合微波/射频滤波器广泛地应用于各种通信系统中，特别是通讯卫星、地面接收站、无线基站和中继站。滤波器的设计通常需要折衷各种参数需求，如插入损耗、损耗变化、群时延、物理尺寸和重量，并且谐振器的材料和类型一旦选定，那么无载品质因素 Q 就确定了。为了增加 Q 值，通常需要增大谐振腔的尺寸，结果导致滤波器变大变重，从而不适用于总体设计受限制的情形。实际上，有限的 Q 值将转化为能量损耗在滤波器中，恶化了滤波器的滚降特性，从而减小了滤波器的有效带宽。

在微波滤波器设计领域，预失真技术由

Livingston^[1]最先提出，后来Williams^[2]为交叉耦合滤波器的预失真作了更为详细的阐述。但是他们都是对一个 Q 值较高的滤波器采用预失真技术，改善了滤波器的性能，却没有改变滤波器的尺寸和重量。而且这种传统的预失真是将各个传输极点向 $j\omega$ 轴移动一个固定量，虽然这样可以改善损耗变化，但对插入和回波损耗有严重的影响；另一方面，在现代微波通信应用中，均衡群时延通常是在滤波器设计过程中同时完成的，而简单的预失真技术将引起滤波器群时延的增大，恶化了通信质量。

本文介绍的自适应预失真技术，通过调整预失真项^[3]，可以有效地弥补传统预失真技术的不足，并且能用低 Q 值的谐振器来实现高 Q 值滤波器的响应，从而达到减小滤波器尺寸的目的。此外，运用预失真技术，交叉耦合滤波器的传输零点不变，而反射零点已经不全部位于虚轴上，合理地选择反射

基金项目：国家自然科学基金资助项目（60571059）《交叉耦合滤波器综合理论及实现技术》

零点，滤波器可以对称实现，也可以同步调谐实现，为预失真滤波器的设计提供了大大的便利。

2 预失真理论

滤波器的传输和反射函数可以表示为

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E(s)}, \quad S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (1)$$

分母的根称为传输极点。在传统预失真^{[1],[2]}技术中，仅仅是将所有传输极点向 $j\omega$ 轴移动一个相同的量 r ，用来模拟实际中滤波器的损耗对传输响应的影响。其中 $r = CF/(Q \times BW)$ ， CF, BW, Q 分别为滤波器的中心频率、带宽和所采用谐振腔的无载 Q 值。

利用自适应预失真技术^[3]， $E(s)$ 的表达式为

$$E(s) = c \left[s - (p_1 + r_1) \right] \left[s - (p_2 + r_2) \right] \dots \left[s - (p_N + r_N) \right] \quad (2)$$

式中， c 为一常数， $r_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 为引入的自适应因子，并且可以表示为

$$r_i = v_i a, \quad a = \frac{CF}{BW} \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_p} \right) \quad (3)$$

其中， Q 为谐振腔无载 Q 值， Q_p 为欲实现的 Q 值， N 为滤波器阶数。通过合适地选择 r_i ，可以改善滤波器的带内插损变化及群时延等性能，但是必须满足以下条件：

$$\operatorname{real}[p_i + r_i] < 0 \quad (4)$$

滤波器的响应 $D(s)$ 可由综合得到^[4]，所需要的响应可定义为 $R(s)$ ，运用全面最小二乘法^[5]，在式(4)的约束条件下调整 r_i ，使得 $|D(s) - R(s)|$ 最小。优化后可得到 $E(s)$ 的一组新的根 $t_i = p_i + r_i$ ，最终的传输函数为：

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E'(s)} \quad (5)$$

$$E'(s) = c(s - t_1)(s - t_2) \dots (s - t_N) \quad (6)$$

根据能量守恒定理，利用式(7)，可以求出 $F(s) \cdot F^*(-s)$ 的 $2N$ 个根，这些根并不是全都在虚轴上，通过合适地选择其中 N 个根作为反射零点重组 $F(s)$ ，可以综合出物理结构对称滤波器或者

同步调谐滤波器对应的耦合矩阵^[6]。

$$\begin{aligned} E'(s) \cdot E'^*(-s) &= F(s) \cdot F^*(-s) \\ &+ P(s) \cdot P^*(-s) \end{aligned} \quad (7)$$

设 $s_k (k = 1, 2, \dots, N)$ 为预失真后滤波器的 n 个反射零点，并且定义

$$\mu = \left| \sum_{k=1}^N \operatorname{Re}(s_k) \right| \quad (8)$$

若反射零点的取值使得 μ 值最小，则综合出的耦合矩阵关于副对角线对称，即此滤波器可以对称实现，但属于异步调谐；若反射零点的取值使得 μ 值最大，则耦合矩阵主对角线元素全为零，即实现的滤波器是同步调谐的，但结构不对称。

3 数值分析

一个6阶滤波器，中心频率为3950MHz，带宽为40MHz，其两对归一化传输零点分别为 $\pm 1.822i$ 和 ± 1.081 ，带内回波损耗为22dB，欲采用 Q 值为3000的同轴腔体实现 Q 为10000腔体滤波器，预失真后，得到滤波器的新的极点为

$$\begin{aligned} [-0.488 \pm 0.2537i] & \quad -0.4068 \pm 0.7910i \\ -0.2456 \pm 1.1164i] \end{aligned}$$

$F(s) \cdot F^*(-s)$ 的根为

$$\begin{aligned} \pm 0.0277 + 1.0021i & \quad \pm 0.1665 + 0.7247i \\ \pm 0.2131 - 0.2410i & \quad \pm 0.0277 - 1.0021i \\ \pm 0.1665 - 0.7247i & \quad \pm 0.2131 + 0.241i \end{aligned}$$

其在复频域中的分布如图1所示，为方便起见，给各根都加以编号1~12。

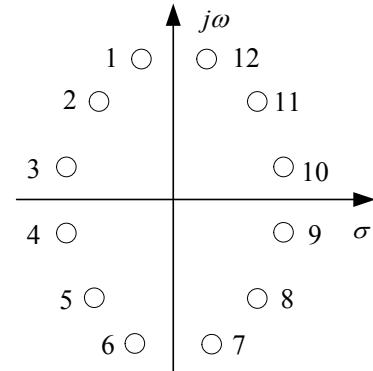


图 1 $F(s) \cdot F^*(-s)$ 的根分布

根据式(8)，若选取编号为1、2、3、4、5、6或7、8、9、10、11、12的根作为反射零点，则使 μ 最

大，综合得到的“N+2”耦合矩阵为

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.7912 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7912 & 0 & 0.7525 & 0 & 0 & 0 & -0.0404 & 0 \\ 0 & 0.7525 & 0 & 0.606 & 0 & 0.0535 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.606 & 0 & 0.5696 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5696 & 0 & 0.6589 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0535 & 0 & 0.6589 & 0 & 1.0251 & 0 \\ 0 & -0.0404 & 0 & 0 & 0 & 1.0251 & 0 & 1.2003 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.2003 & 0 \end{bmatrix}$$

若选取编号为2、4、6、8、10、12或者1、3、5、7、9、11的根作为反射零点，则使 μ 最小，综

$$\begin{bmatrix} 0 & 1.0165 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0165 & 0.0402 & 0.8583 & 0 & 0 & 0 & -0.0371 & 0 \\ 0 & 0.8583 & 0.0191 & 0.6215 & 0 & 0.0527 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6215 & -0.0868 & 0.5672 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5672 & 0.0868 & 0.6215 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0527 & 0 & 0.6215 & -0.0191 & 0.8583 & 0 \\ 0 & -0.0371 & 0 & 0 & 0 & 0.8583 & -0.0402 & 1.0165 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0165 & 0 \end{bmatrix}$$

自适应预失真前后的理想响应如图2、图3所示。其中，S21和S11表示预失真前滤波器的幅频响应，Pre-S21和Pre-S11表示预失真后的幅频响应；Gd和Pre-Gd分别为预失真前后的群时延。经过预失真后，滤波器的插损和回波损耗都有所增加，而群时延特性有所改善。

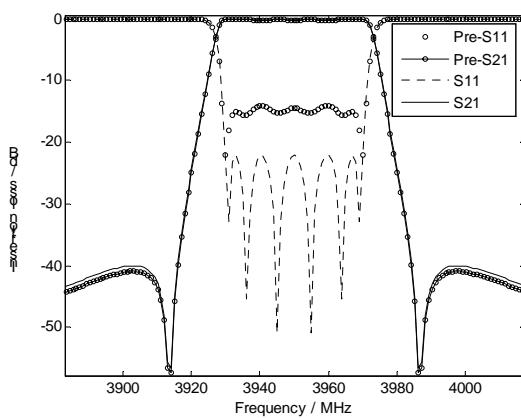


图2 预失真前后滤波器理想幅频响应

合得到的“N+2”耦合矩阵为

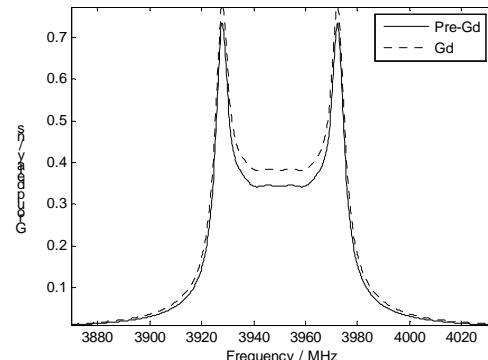


图3 预失真前后滤波器理想群时延响应

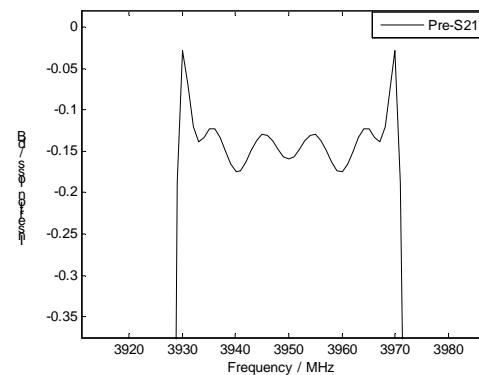


图4 预失真后滤波器幅频响应局部放大图

图4给出了自适应预失真后滤波器插入损耗的局部放大图，两端的插损相对中心频率处要小一些。在实际中，滤波器通带两端的插入损耗往往高于中心频率处的插入损耗，于是经过预失真，将使得滤波器带内插损变化较为平坦，并且改善了滚降特性，增加了有用带宽。

4 结论

本文对交叉耦合微波滤波器的预失真理论进行了统一地阐述，通过自适应预失真实现了滤波器传输极点向 $j\omega$ 轴的异步移动，使带内插损变化和群时延变化更为平坦。引入该方法，能够用较低Q值的谐振腔来实现高Q值滤波器的响应，与同等响应微波滤波器相比，其物理尺寸大大减小，有利于现代微波通信终端的进一步小型化。同时，通过合适地选择反射零点，滤波器可以对称实现，也可以同步调谐实现，为预失真滤波器的设计提供了大大的便利。

参考文献：

- [1] R. M. Livingston. Predistorted waveguide filters[J]. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1969, pp. 291–297.
- [2] A. E. Williams, W. G. Bush, and R. R. Bonetti, Predistortion technique for multicoupled resonator filters[J], IEEE Trans. Microwave Theory Tech., May 1985, vol. MTT-33:pp. 402–407.
- [3] M. Yu, V. Dokas, W.-C. Tang, and R. Cameron, Novel adaptive predistortion technique for cross coupled filters[J], IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, PA, June 8–13, 2003: pp.929–932.
- [4] R. J. Cameron, General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions[J], IEEE Trans. Microwave Theory Tech., APRIL 1999, vol. 47, pp. 433–442.
- [5] 马国田,杨德顺,梁昌洪.全面最小二乘法在多端口反射计校准技术中的应用[J],西安电子科技大学学报.1998年4月,第25卷第2期,pp.177-180.
- [6] Ming Yu, Richard Cameron, David Smith, Van Dokas and Ying Wang, Symmetrical Realization for Predistorted Microwave Filters[J]. MTT-S International. Microwave Symposium Digest.2005, pp. 245 - 248

作者简介：赵永久：男，1964年4月生，西安电子科技大学机电工程学院教授，博士生导师。主要研究方向：微波无源器件的综合和设计、计算电磁学。

张德锋：男，1985年7月生，西安电子科技大学机电工程学院硕士研究生，目前主要研究交叉耦合滤波器的预失真技术。

尹映辉：女，1985年6月生，西安电子科技大学机电工程学院硕士研究生

地址：西安电子科技大学285#信箱

邮编：710071

联系电话：13484914409 029-88200545 Email:sdrzdf@163.com, yjzhao@mail.xidian.edu.cn

yyhagz@163.com

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(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>