

广义切比雪夫线性相位滤波器设计

贾宝富, 王一凡, 罗正祥

(电子科技大学光电信息学院 成都 610054)

【摘要】通过分析广义切比雪夫滤波器传输零点对滤波器群时延和 S 参数的影响,发现广义切比雪夫滤波器传输零点的实部和虚部分别主要影响滤波器群时延的时延幅值和线性度,调整滤波器传输零点的虚部,可以改善滤波器群时延的线性。利用该方法设计了一个六腔的线性相位滤波器,取得了50%通带内平坦的群时延响应(35.5 ± 0.7 ns)。实验结果和理论结果的一致性,验证了该方法的有效性。

关键词 复数传输零点; 广义切比雪夫滤波器; 群时延; 线性相位
中图分类号 TN713*.1 **文献标识码** A

Design of General Chebyshev Linear Phase Filter

JIA Bao-fu, WANG Yi-fan, and LUO Zheng-xiang

(School of Optoelectronic Information, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Based on the analysis of the complex transmission zeros' effect on the group delay and S parameters of the general Chebyshev filter, we find out that the real and imaginary parts mainly effect the amplitude and linear of the group delay, respectively. The linear of the filter is improved by adjusting the imaginary parts of the general Chebyshev filters' complex transmission zero. Then a linear phase filter which gives group delay equalization about 50% of the bandwidth (35.5 ± 0.7 ns) with six cavities is designed using this method. A good agreement between the measured result and the synthesized one verifies validity of the method.

Key words complex transmission zeros; general Chebyshev filter; group delay; linear phase

为了保证信号的无失真传输,通信系统的信号通道在工作频带内应该具有平坦的幅度特性和线性的相位特性。因此,在滤波器设计时,不仅要满足幅度选择特性,还要满足线性群时延的要求。文献[1-2]早在1969年就提出了线性相位滤波器的低通原型和综合过程,并在文献[3]中给出了设计实例。然而,由于这种滤波器是以相位作为逼近目标进行综合的,预失真技术使得其带外抑制度不高。文献[4]在2003年利用自适应预失真技术使交叉耦合滤波器通带内信号传输的线性和带外抑制都得到提高。通过改变滤波器传输极点的分布使有耗滤波器的传输特性得到改善^[5]。本文利用广义切比雪夫滤波器传输零点对滤波器群时延幅度和线性影响比较大的特点,通过改变复数传输零点的位置,提高滤波器群时延的线性。根据这一理论,本文设计了具有平坦群时延响应的六腔交叉耦合滤波器,与常见的通过增加交叉耦合改善滤波器线性的方法比较^[6],该方法不需要增加交叉耦合的路径。同时,改善滤波器

群时延线性对滤波器群时延幅值的影响相对较小。

1 广义切比雪夫滤波器 S_{21} 的群时延表达式

为了得到 S_{21} 的群时延表达式,先对滤波器的 S 参数进行分析。文献[7-8]给出了广义切比雪夫多项式的综合过程。对于任意一个两端口的无耗滤波网络,其 S 参数可用 N 阶多项式之比来表示:

$$S_{11}(\omega) = \frac{F_N(\omega)}{E_N(\omega)}, \quad S_{21}(\omega) = \frac{P_N(\omega)}{\varepsilon E_N(\omega)} \quad (1)$$

式中 ε 为带内纹波系数,它与通带内的回波损耗 RL

有关, $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}}$, $\omega=1$; $P_N(\omega)$ 是一个

与传输零点(可任意指定)有关的多项式;作为已知量,根据文献[7]提出的迭代技术,可以通过 $P_N(\omega)$ 求得 $F_N(\omega)$;再利用无耗网络的能量守恒公式 $S_{11}^2 + S_{21}^2 = 1$,求出多项式 $E_N(\omega)$ 。将式(1)代入文献[9]给出的群时延表达式:

收稿日期: 2006-10-07; 修回日期: 2007-03-12

基金项目: 部级基金

作者简介: 贾宝富(1952-), 男, 博士, 教授, 主要从事微波滤波器方面的研究。

$$\tau_g = -im \left[\frac{1}{S_{21}} \frac{\partial S_{21}}{\partial \omega} \right] \quad (2)$$

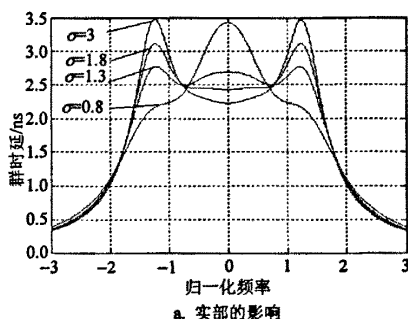
可以得到群时延关于多项式的最终表示式:

$$\tau_g = -im \left[\frac{\partial P_N(\omega)}{\partial \omega} \frac{1}{P_N(\omega)} - \frac{\partial E_N(\omega)}{\partial \omega} \frac{1}{E_N(\omega)} \right] \quad (3)$$

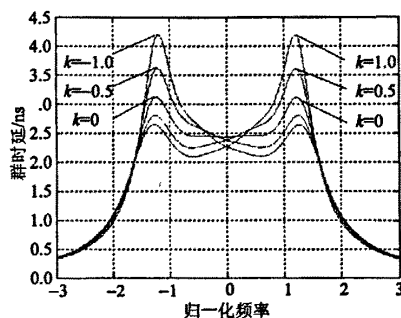
至此,可以利用式(3)和式(1)来讨论复数传输零点对群时延以及 S_{21} 的影响。

2 复数传输零点对群时延的影响

本文以一个四阶切比雪夫滤波器为例,分别说明复数传输零点的实部和虚部对群时延的影响。引入一对归一化频率的复数传输零点 $s = \pm\sigma + jk$ 。当虚部 $k=0$ 时,实部 σ 对群时延的影响如图1a所示,随着 σ 由0.8向3变化,群时延由凹形变为凸形,最平群时延出现在 $\sigma=1.8$ 附近。可见实部主要影响群时延的起伏程度。当 $\sigma=1.8$ 时,虚部 k 对群时延的影响如图1b所示,当 k 在左边时(即 $k<0$),左边的群时延随 k 的绝对值的增加而增加,群时延向右边倾斜。当 k 在右边时(即 $k>0$),群时延随 k 的绝对值的增加向左边倾斜。可见虚部主要影响群时延的倾斜程度。



a. 实部的影响

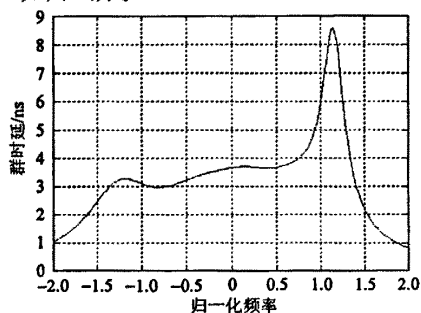


b. 虚部的影响

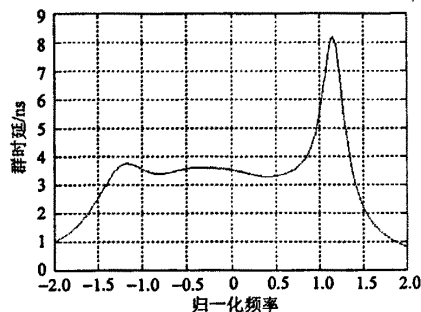
图1 复数传输零点对群时延的影响

由以上分析可以看出,复数传输零点的实部与虚部对群时延的影响均是单调的,这样就可以很方便地通过改变复数传输零点来控制群时延的响应。下面以一个非对称的五阶滤波器为例,说明复数传

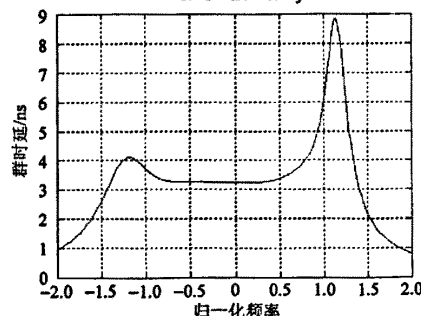
输零点对群时延的控制过程。首先将复数传输零点设在 $s = \pm 1$ 的位置,得到图2a的响应,此时的群时延不仅倾斜,而且带内波动较大。然后,改变虚部至 $s = \pm 1 - 0.28j$,调节群时延的倾斜程度,得到图2b的响应。最后,再改变实部至 $s = \pm 1.38 - 0.28j$,调节其起伏程度,从而得到水平的波动小的群时延响应,如图2c所示。



a. $s = \pm 1$

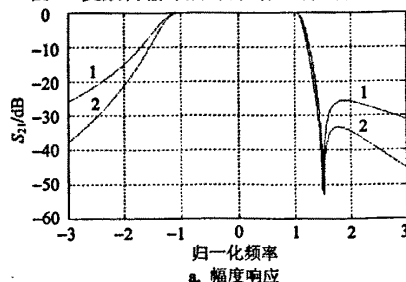


b. $s = \pm 1 - 0.28j$

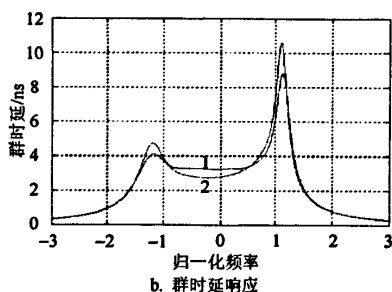


c. $s = \pm 1.38 - 0.28j$

图2 复数传输零点对群时延的控制过程



a. 幅度响应



虽然复数传输零点能改善通带内的群时延响应,但它对带外抑制度的影响却是负面的。如图3所示,曲线2为只加纯虚数零点的响应,曲线1为增加一对复数传输零点的响应。通过比较不难看出:群时延的改善是以牺牲带外抑制度为代价的,这在

0	1.003 8	0	0	0	0	0	0
1.003 8	0.001 03	0.845 8	0	0	0	-0.026 46	0
0	0.845 8	0.001 45	0.611 7	0	0.064 8	0	0
0	0	0.611 7	0.000 26	0.540 6	0	0	0
0	0	0	0.540 6	-0.025 33	0.611 7	0	0
0	0	0.064 8	0	0.611 7	0.001 04	0.845 8	0
0	-0.026 46	0	0	0	0.845 8	0.001 03	1.003 8
0	0	0	0	0	0	1.003 8	0

得到归一化的耦合矩阵后,利用三维仿真软件可以将其转化为实际的腔体结构尺寸。图4所示为六腔线性相位滤波器的实物照片。

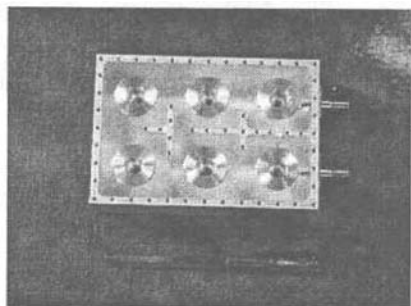


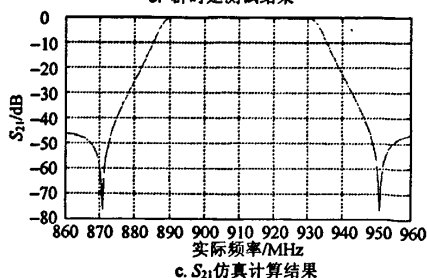
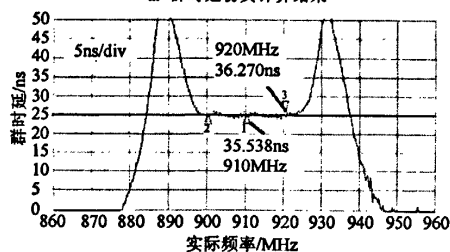
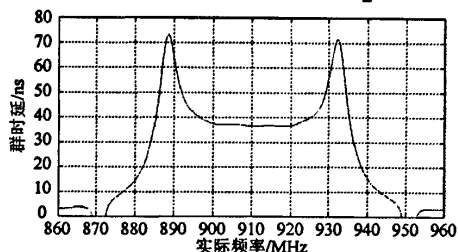
图4 六腔线性相位滤波器实物照片

图5为理论结果与实测结果的对比图。左边是由上述归一化耦合矩阵计算得到的群时延响应和 S_{21} 的幅度响应曲线, 右边是加工实物测得的响应曲线。从实测曲线上看, 加入复数传输零点后, 在20 MHz的带宽内, 群时延波动被控制在 ± 0.7 ns以内, 带内插损小于0.5 dB, 通带外870 MHz与940 MHz处的纯虚数传输零点改善了带外抑制度。在 $f_0 \pm 40$ MHz外达到了50 dB的衰减, 实测结果和理论计算结果吻合得很好, 证明该设计方法是切实可行的。

设计时需要折中考虑。

3 六阶线形相位滤波器的实现

在以上讨论的基础上,设计一个中心频率为 910 MHz、带宽为 20 MHz 的六阶线性相位腔体滤波器。由于平坦群时延最多只占实际带宽的 60%^[6],所以设计时将带宽扩展至 40 MHz。为得到平坦的群时延特性,将复数传输零点设在 $s = \pm 22 - 910j$ MHz 的位置。同时,为保证带外抑制制度,增加两个纯虚数零点 $s = 870j$ MHz 和 $s = 950j$ MHz。确定了所需要的传输零点后,首先利用文献[7-8]的综合方法,得到折叠型交叉耦合滤波器的耦合矩阵,然后再利用文献[10]的优化算法去掉一些影响不大的耦合结构,最终可得归一化耦合矩阵为:



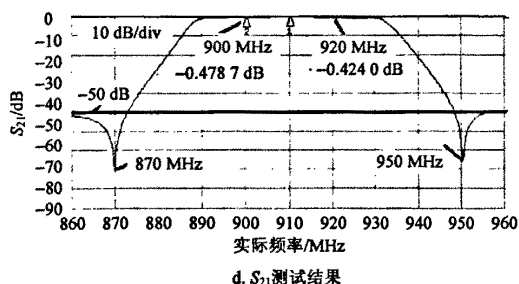


图5 理论结果与实测结果的对比

4 结论

从以上例子可以看出,通过适当放置传输零点的位置,得到了50%通带范围内平坦的群时延特性,很好地解决了广义切比雪夫滤波器在通带内群时延起伏较大的问题,验证了该设计方法的有效性。

参考文献

- [1] RHODES J D. The design and synthesis of a class of microwave bandpass linear phase filter[J]. IEEE Trans-MTT, 1970, 18(6): 290-301.
- [2] RHODES J D. The generalized direct-coupled cavity linear phase filter[J]. IEEE Trans-MTT, 1970, 18(6): 308-313.
- [3] YU Ming. Predistortion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems[J]. IEEE Trans-MTT, 2003, 51(12): 2505-2515.
- [4] WILLIAMS A E. Predistortion techniques for multicoupled resonator filters[J]. IEEE Trans-MTT 1985, 33(5): 402-407.
- [5] ZABALAWI I H. Cascade synthesis of linear phase selective filters[J]. IEEE Trans-Circuits and System, 1981, 28(8): 843-846.
- [6] CAMERON R J. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions[J]. IEEE Trans-MTT, 1999, 47(4): 433-442.
- [7] CAMERON R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters[J]. IEEE Trans-MTT, 2003, 51(1): 1-10.
- [8] 黄席樾, 高顺来. 滤波器综合[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1978.
- [9] AMARI S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique[J]. IEEE Trans-MTT, 2000, 48(9): 1559-1564.

编辑 漆蓉

(上接第363页)

参考文献

- [1] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over rich scattering wireless channel[C]//Int Symp Signals, Syst, Electron. [S.l.]: [s.n.], 1998, 295-300.
- [2] PICINBONO B, CHEVALIER P. Widely linear estimation with complex data[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1995, 43(8): 2030-2033.
- [3] YOON Y C, LEIB H. Maximizing SNR in improper complex noise and applications to CDMA[J]. IEEE Commun Lett, 1997, 1: 5-8.
- [4] GELLI G, PAURA L. Blind widely linear multiuser detection[J]. IEEE Commun Lett, 2000, 4: 187-189.
- [5] TULINO A M, VERDU S. Asymptotic analysis of improved linear receivers for BPSK-CDMA subject to fading[J]. IEEE JSAC, 2001, 19: 1544-1555.
- [6] ZHA W, BLOSTEIN S. Modified decorrelating decision-feedback detection of BLAST space-time system[C]//ICC, [S.l.]: [s.n.], 2002, 1: 335-339.
- [7] WUBBEN D, BOHNKE R, RINAS J, et al. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes[J]. Electron Lett, 2001, 37(22): 1348-1350.
- [8] WAI W, TSUI C, CHENG R. A low complexity architecture of the V-BLAST System[C]//IEEE WCNC. [S.l.]: IEEE, 2000, 1: 310-314.
- [9] BUZZI S, LOPS M, TULINO A M. A new family of MMSE multiuser receivers for interference suppression in DS-CDMA systems employing BPSK modulation[J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49: 154-167.

编辑 张俊

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, 致力和专注于微波、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/>