

# 广义 Chebyshev 滤波器传输零点的确定

涂治红, 褚庆昕

(华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510641)

**摘要:** 传输零点的确定是交叉耦合滤波器综合的最基本要素. 本文利用广义 Chebyshev 函数的极值特性以及滤波器阶数与传输零点最大值的关系, 提出了一种根据滤波器特性指标同时确定广义 Chebyshev 滤波器的阶数和传输零点位置的方法, 弥补了传统方法中传输零点确定的人为随意性, 在满足技术指标条件下, 实现了广义 Chebyshev 滤波器阶数最少, 传输零点位置最佳. 几个数值实验显示了该方法的过程和有效性.

**关键词:** 广义 Chebyshev 函数; 交叉耦合滤波器; 传输零点; 传输极值点频率

**中图分类号:** TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 02-0250-05

## Determination and Application of Transmission Zeros of the General Chebyshev Filters

TU Zhi hong, CHU Qing-xin

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510640, China)

**Abstract:** Determination of transmission zeros is important in synthesis of cross coupled filter. A novel method to determine the general Chebyshev filter degree and transmission zeros at the same time is proposed according to the extreme characteristic of the general Chebyshev function and the relationship between the filter degree and the number of transmission zeros. On the condition of the given filter specifications, the least filter degree and the optimum positions of transmission zeros are realized. Several simulation examples illustrate the procedure and the validity in the filter design of the proposed method.

**Key words:** general Chebyshev function; cross coupled filter; transmission zeros; extreme frequency

### 1 引言

射频滤波器是无线通信系统射频前端的基本部件. 随着无线通信的发展, 频谱越来越拥挤, 系统对滤波器的技术指标要求, 尤其是矩形度的要求, 也越来越严格. 传统 Butterworth 和 Chebyshev 滤波器已经难以满足要求. 引入有限传输零点的交叉耦合滤波器是目前最常用的选择, 通常采用广义 Chebyshev 函数实现. 与传统滤波器相比, 这种滤波器不仅满足了指标特性, 同时能够减少谐振腔个数, 降低设计成本和滤波器体积. 但是, 这种滤波器的综合和设计相对复杂, 具有一定难度. Atia 和 Williams 在 20 世纪 70 年代提出了交叉耦合滤波器理论<sup>[1,2]</sup>, 该理论仅适用对称响应, 其综合过程是: 先从滤波器  $s$  参数多项式中推出  $y$  参数中的  $y_{21}(s)$  和  $y_{22}(s)$ , 再从代表电路特性的耦合矩阵推出  $y_{21}(s)$  和  $y_{22}(s)$ , 两式相等, 即可得到  $S$  参数多项式与耦合矩阵的关系, 从而求出耦合矩阵. 随后, Cameron 对该方法进行了改进, 提出了已知非对称传输零点的广义 Chebyshev 滤波器综

合的方法, 并采用 Givens 相似变换化简耦合矩阵<sup>[3,4]</sup>. Cameron 还提出通过已知传输零点得到传输函数, 再通过传输函数提取元件值, 最后得到耦合矩阵的方法<sup>[5,6]</sup>. R. Levy 提出在 Chebyshev 滤波器上直接引入一对传输零点的方法<sup>[7,8]</sup>. 另外, 采用优化方法也是一种有效的综合交叉耦合滤波器的途径. Atia 在 1998 年提出采用标准无约束梯度优化技术的综合方法<sup>[9]</sup>. 随后, S. Amari 提出采用基于梯度解析优化技术的交叉耦合滤波器综合法<sup>[10]</sup>. 另外, Lamercki 提出采用新的代价函数进行优化的一种快速耦合滤波器综合法<sup>[11]</sup>. 以上这些方法都是现代交叉耦合滤波器综合的基础. 但是这些方法的前提条件是已知滤波器阶数和传输零点. 而如何提取滤波器阶数和传输零点却很少有文章论及, 通常是根据经验或反复实验决定. 文献[12]提出的方法虽然可以解决这样的问题, 但对两个以上的传输零点时没有确切解析关系式, 因而需要多次迭代和比较过程, 费时费力. 本文利用广义 Chebyshev 函数的极值特性推导出传输极值点频率与传输零点的关系表达式, 再利用传输极值点

频率对应通带外最小衰减的关系, 得到一组关于传输零点和通带外最小衰减的非线性方程组, 解该方程组可求出传输零点. 基于该方法和滤波器阶数与传输零点最大值的的关系, 本文还提出了一种根据滤波器特性指标同时确定广义 Chebyshev 滤波器的阶数和传输零点位置的方法. 这种方法弥补了现行方法中确定传输零点的人为随意性, 在满足技术指标条件下, 实现了广义 Chebyshev 滤波器阶数最少, 传输零点位置最佳. 最后本文还给出 3 个实验计算结果, 并且和传统 Chebyshev 低通原型滤波器的计算结果进行比较, 通过比较显示了该方法的可行性.

## 2 广义 Chebyshev 传输函数的传输零点特性

广义 Chebyshev 传输函数定义如下<sup>[4]</sup>:

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)} \quad (1)$$

式中,

$$C_N(\omega) = \cosh\left(\sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(x_i) + m \cosh^{-1}(\omega)\right) \quad (2)$$

$$x_i = \frac{1 - \omega\omega_{oi}}{\omega - \omega_{oi}} \quad (3)$$

$$m = N - k \quad (4)$$

$N$  为滤波器阶数,  $\omega_{oi}$  为第  $i$  个有限传输零点,  $k$  为有限传输零点个数,  $\varepsilon$  为带内等波纹系数. 广义 Chebyshev 低通原型滤波器的工作衰减定义为

$$\begin{aligned} L_A(\omega) &= -10 \log |S_{21}|^2 \\ &= 10 \log(1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)) \\ &= 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2\left(\sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(x_i) + m \cosh^{-1}(\omega)\right)) \end{aligned} \quad (5)$$

图 1 给出了典型广义 Chebyshev 低通原型滤波器的工作衰减曲线. 图中,  $\omega_1$  是技术指标要求的角频率,  $L_{As}$  是技术指标要求的通带外最小衰减, 即当角频率大于  $\omega_1$  时工作衰减大于  $L_{As}$ .  $\omega_o$  是传输零点对应的角频率,  $\omega_s$  是通带外衰减函数极小值对应的传输极值点角频率, 对应的衰减值是  $L_{As}$ .  $\omega'_1$  是通带外最小衰减  $L_{As}$  对应的带外最小角频率. 根据通带内最大衰减  $L_{Ar}$ , 可以确定  $\varepsilon$

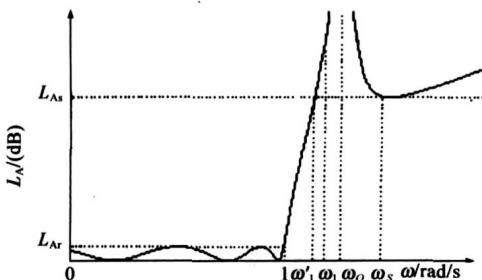


图 1 广义 Chebyshev 滤波器工作条件

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-L_{Ar}/10} - 1} \quad (6)$$

传统 Chebyshev 低通原型滤波器的工作衰减:

$$\begin{aligned} L_A(\omega) &= -10 \log |S_{21}|^2 \\ &= 10 \log(1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)) \\ &= 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(N \cosh^{-1}(\omega))) \end{aligned} \quad (7)$$

传统滤波器阶数为:

$$N \geq \frac{\cosh^{-1}\left(\sqrt{10^{L_{Ar}/10} - 1} / \sqrt{10^{L_{As}/10} - 1}\right)}{\cosh^{-1}(\omega_1)} \quad (8)$$

当  $\omega = 1$  时, 式(5)和式(7)都等于  $L_{Ar}$ , 所以, 广义 Chebyshev 低通原型滤波器与传统 Chebyshev 低通原型滤波器具有相同的通带衰减特性.

根据  $\omega_s$  处工作衰减的极值特性, 有

$$\left. \frac{\partial L_A(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s} = 0$$

通过式(5)推出

$$\left. \frac{\partial C_N(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s} = 0$$

令  $f(\omega) = \sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(x_i) + m \cosh^{-1}(\omega)$ , 有:

$$\left. \frac{\partial C_N(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s} = \sinh[f(\omega)] \times \left. \frac{\partial f(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s} = 0 \quad (9)$$

因为  $\omega = \omega_s$  时,  $\sinh[f(\omega_s)] = 0$ , 所以

$$\left. \frac{\partial f(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s} = 0$$

即

$$\begin{aligned} &\left( \sum_{i=1}^k \frac{\partial \cosh^{-1}(x_i)}{\partial \omega} + m \frac{\partial \cosh^{-1}(\omega)}{\partial \omega} \right) \Big|_{\omega=\omega_s} \\ &= \sum_{i=1}^k \left[ -\frac{\sqrt{\omega_{oi}^2 - 1}}{\sqrt{\omega_s^2 - 1}} \times \frac{1}{|\omega_s - \omega_{oi}|} \right] + \frac{m}{\sqrt{\omega_s^2 - 1}} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)得:

$$\sum_{i=1}^k \frac{\sqrt{\omega_{oi}^2 - 1}}{\sqrt{\omega_s^2 - 1}} = m \quad (10)$$

由式(10)可得到传输极值点频率关于传输零点的表达式, 将其代入式(5), 可以得到一组关于传输零点和带外最小衰减的非线性方程组, 解该方程组就能确定传输零点.

以下分别讨论一个至多个传输零点的情况.

(1) 当滤波器有一个传输零点, 即  $k = 1$  时:

(a) 当  $1 \leq \omega_{o1} \leq \omega_{s1}$  时, 由式(10)得到传输极值点频

$$\text{率: } \omega_{s1} = \omega_{o1} + \frac{1}{m} \sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} \quad (11)$$

(b) 当  $\omega_{s1} < \omega_{o1} < -1$  时, 由式(10)得到传输极值点频率:

$$\omega_{s1} = \omega_{o1} - \frac{1}{m} \sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} \quad (12)$$

具有一个传输零点的极值处非线性方程如下:

$$L_{As} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\cosh^{-1}(\frac{1 - \omega_{s1} \omega_{o1}}{\omega_{s1} - \omega_{o1}}) + m \cosh^{-1}(\omega_{s1}))) \quad (13)$$

将式(11)或式(12)代入式(13), 解得  $\omega_{o1}$ .

(2) 当滤波器有两个传输零点时,  $k=2$ , 由式(10)得到两个传输极值点频率:

$$\omega_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (14)$$

式中:

(a) 当  $1 < \omega_{o1} < \omega_{s1} < \omega_{o2} < \omega_{s2}$  时:

$$\begin{cases} a = m \\ b = -m(\omega_{o1} + \omega_{o2}) - \sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} - \sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \\ c = -m\omega_{o1}\omega_{o2} + \omega_{o2}\sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} + \omega_{o1}\sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \end{cases} \quad (15)$$

(b) 当  $\omega_{s1} < \omega_{o1} < -1, 1 < \omega_{o2} < \omega_{s2}$  时:

$$\begin{cases} a = -m \\ b = m(\omega_{o1} + \omega_{o2}) + \sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} - \sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \\ c = -m\omega_{o1}\omega_{o2} + \omega_{o2}\sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} - \omega_{o1}\sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \end{cases} \quad (16)$$

(c) 当  $\omega_{s2} < \omega_{o2} < \omega_{s1} < \omega_{o1} < -1$  时:

$$\begin{cases} a = -m \\ b = m(\omega_{o1} + \omega_{o2}) + \sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} + \sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \\ c = m\omega_{o1}\omega_{o2} - \omega_{o2}\sqrt{\omega_{o1}^2 - 1} - \omega_{o1}\sqrt{\omega_{o2}^2 - 1} \end{cases} \quad (17)$$

具有两个传输零点的极值处非线性方程组如下:

$$\begin{cases} L_{As1} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\cos^{-1}(\frac{1 - \omega_{s2} \omega_{o1}}{\omega_{s2} - \omega_{o1}}) + \cosh^{-1}(\frac{1 - \omega_{s2} \omega_{o2}}{\omega_{s2} - \omega_{o2}}) + m \cosh^{-1}(\omega_{s1}))) \\ L_{As2} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\cos^{-1}(\frac{1 - \omega_{s1} \omega_{o1}}{\omega_{s1} - \omega_{o1}}) + \cosh^{-1}(\frac{1 - \omega_{s1} \omega_{o2}}{\omega_{s1} - \omega_{o2}}) + m \cosh^{-1}(\omega_{s1}))) \end{cases} \quad (18)$$

联解式(14)和式(18)得到  $\omega_{o1}$  和  $\omega_{o2}$ .

(3) 当滤波器的传输零点个数大于两个, 即  $k \geq 3$  时, 由式(10)得到:

$$a_k \omega_s^k + a_{k-1} \omega_s^{k-1} + \dots + a_2 \omega_s^2 + a_1 \omega_s + a_0 = 0 \quad (19)$$

式中,  $a_i (i=0, 1, \dots, k)$  为传输零点  $\omega_{oi} (i=1, 2, \dots, k)$  的复合表达式.

具有多个传输零点的极值处非线性方程组如下:

$$\begin{cases} L_{As1} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(\frac{1 - \omega_{s1} \omega_{oi}}{\omega_{s1} - \omega_{oi}}) + m \cosh^{-1}(\omega_{s1}))) \\ \vdots \\ L_{Ask} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(\frac{1 - \omega_{sk} \omega_{oi}}{\omega_{sk} - \omega_{oi}}) + m \cosh^{-1}(\omega_{sk}))) \end{cases} \quad (20)$$

由于式(19)和(20)中各方程互不相关, 所以求解过程一定收敛, 即必可解得传输零点  $\omega_{oi} (i=1, 2, \dots, k)$ .

将所求传输零点代入式(21), 即可求得图 1 中所示的带外最小衰减  $L_{As}$  对应的带外最小角频率  $\omega'_1$ .

$$L_{As} = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \cosh^2(\sum_{i=1}^k \cosh^{-1}(\frac{1 - \omega'_1 \omega_{oi}}{\omega'_1 - \omega_{oi}}) + m \cosh^{-1}(\omega'_1))) \quad (21)$$

### 3 滤波器阶数和传输零点确定过程

我们知道, 广义 Chebyshev 滤波器阶数越高通带外衰减特性越好, 以及在阶数不变的情况下, 引入传输零点的个数越多通带外衰减特性越好<sup>[13]</sup>. 对于规范结构的  $N$  阶滤波器, 最多能有  $N-2$  个有限传输零点<sup>[4]</sup>.

滤波器设计技术指标是当角频率大于  $\omega_1$  时工作衰减大于  $L_{As}$ , 图 2 比较了具有 1 个但位置不同的传输零点的 4 阶广义 Chebyshev 滤波器工作衰减特性, 其中实线表示传输极值点频率处的工作衰减等于带外抑制指标  $L_{As}$  的临界状况. 如果此时不满足  $\omega_1 \geq \omega'_1$ , 可将传输零点向通带移动, 直至满足  $\omega_1 \geq \omega'_1$ , 如图 2 中的虚线所示. 但是, 根据广义 Chebyshev 函数特性, 传输极值点频率处的工作衰减会随着传输零点向通带移动而减小, 即小于带外抑制指标  $L_{As}$  的临界状况. 所以此时为了满足指标, 在不增加传输零点个数的条件下必须增加滤波器的阶数.

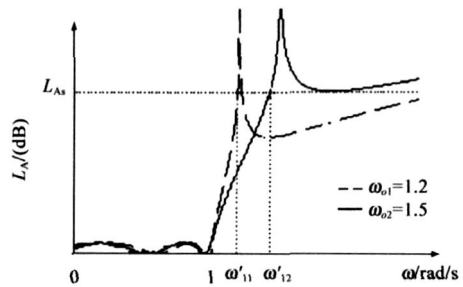


图 2 具有 1 个传输零点的广义 Chebyshev 滤波器比较 ( $n=4$ ), 虚线表示传输零点  $\omega_{o1}=1.2$  的工作衰减曲线, 实线表示传输零点  $\omega_{o2}=1.5$  的工作衰减曲线,  $\omega'_{11}$  和  $\omega'_{12}$  分别表示通带外最小衰减  $L_{As}$  对应的带外最小角频率

基于这三点, 初始化滤波器阶数  $N=3$  和传输零点个数  $k=1$ , 然后根据上节的方法求出传输零点和  $\omega'_1$ , 判断是否满足. 如果不满足  $\omega_1 \geq \omega'_1$ , 增加一阶滤波器阶数, 然后重新按照上节的方法求出传输零点和  $\omega'_1$ , 判断是否满足  $\omega_1 \geq \omega'_1$ . 如果不满足, 为保证  $k=N-2$  的关系, 所以必须增加一个传输零点, 然后重新求传输零点和, 判断是否满足. 如果不满足, 则按照前叙方法继续增大滤波器阶数和传输零点的个数, 直至满足技术指标要求  $\omega_1 \geq \omega'_1$ , 此时  $N$  和传输零点既是满足指标要求的值. 通过这样的方法确定的滤波器的阶数最少, 传输零点的位置最佳. 整个提取滤波器阶数和传输零点流程图见图 3.

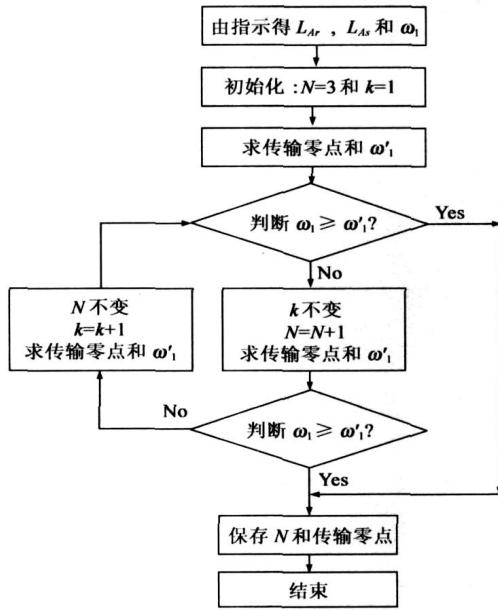


图 3 提取滤波器阶数和传输零点流程图

4 应用举例

下面通过三个例子说明本文方法的设计过程和在设计中的应用。三个例子首先给出的是传统 Chebyshev 低通原型设计结果与本文方法低通原型计算结果的比较, 然后通过频率变换, 得到实际工作衰减特性曲线。

例子 1: 低通滤波器技术指标:

截至频率 1.5GHz;

通带内最大衰减  $L_{Ar} = 0.5\text{dB}$ ;

当  $f \geq 1.86\text{GHz}$  时, 通带外最小衰减  $L_{As} \geq 20\text{dB}$ 。

表 1 给出了采用传统方法与本文方法设计的广义 Chebyshev 低通原型的结果比较。通过低通原型到低通滤波器的频率变换, 图 4 给出本文方法与传统方法得到的工作衰减特性曲线比较, 其中圆圈表示设计指标  $(\omega_1, L_{As}) = (1.86\text{GHz}, 20\text{dB})$ 。从图 4 中可以看出: 通过本文方法引入 1 个传输零点, 不仅满足技术指标要求, 同时也降低滤波器阶数。

表 1 传统方法与本文方法比较(带内波纹系数  $\epsilon = 0.3493$ )

	传统方法	本文方法
滤波器阶数	$N = 6$	$N = 3$
传输零点	无零点	$\omega_{01} = 1.3061$
传输极值点频率	—	$\omega_{s1} = 1.7262$
$\omega'_1$	$\omega'_{11} = 1.2356$	$\omega'_{12} = 1.2270$

例子 2: 带通滤波器技术指标:

中心频率  $f_0 = 3\text{GHz}$

相对带宽  $FBW = 0.035$

回波损耗  $RL = 30\text{dB}$

当  $f \geq 3.12\text{GHz}$  时, 通带外最小衰减  $L_{As} \geq 40\text{dB}$

当  $f \leq 2.91\text{GHz}$  时, 通带外最小衰减  $L_{As} \geq 26\text{dB}$ 。

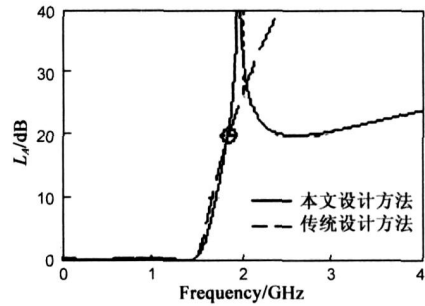


图 4 工作衰减特性曲线比较, 其中圆圈表示设计指标  $(\omega_1, L_{As}) = (1.86\text{GHz}, 20\text{dB})$

表 2 给出了采用传统方法与本文方法设计的低通原型的结果比较。通过低通原型到带通滤波器的频率变换, 图 5 给出本文方法与传统方法得到的工作衰减特性曲线比较。其中圆圈表示  $(\omega_1, L_{As}) = (2.91\text{GHz}, 26\text{dB})$  和  $(\omega_1, L_{As}) = (3.12\text{GHz}, 40\text{dB})$ 。从图 5 可以看出: 通过本文方法在高低阻带各引入 1 个传输零点, 不仅满足技术指标要求, 同时也降低滤波器阶数。

表 2 传统方法与本文方法比较(带内波纹系数  $\epsilon = 0.0316$ )

传统方法	本文方法	
滤波器阶数	$N = 7$	$N = 5$
传输零点	无零点	$\omega_{01} = -1.6132$ $\omega_{02} = 2.2729$
传输极值点频率	—	$\omega_{s1} = -1.9769$ $\omega_{s2} = 2.8961$
$\omega'_1$	$\omega'_{11} = -1.5667$ $\omega'_{12} = 1.8888$	$\omega'_{11} = -1.5314$ $\omega'_{12} = 2.1310$

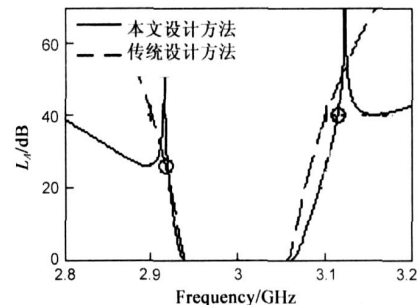


图 5 工作衰减特性曲线比较, 其中圆圈表示  $(\omega_1, L_{As}) = (2.91\text{GHz}, 26\text{dB})$  和  $(\omega_1, L_{As}) = (3.12\text{GHz}, 40\text{dB})$

例子 3: 带通滤波器技术指标如下:

中心频率  $f_0 = 950\text{MHz}$

相对带宽  $FBW = 0.04$

通带内最大衰减  $L_{Ar} = 0.5\text{dB}$

当  $f \geq 976.2\text{MHz}$  时, 带外最小衰减  $L_{As} \geq 54\text{dB}$

当  $f \geq 994.2\text{MHz}$  时, 带外最小衰减  $L_{As} \geq 80\text{dB}$

表 3 给出了采用传统方法与本文方法设计的低通原型的结果比较。通过低通原型到带通滤波器的频率变换, 图 6 给出本文方法与传统方法得到的工作衰减特

性曲线比较, 其中圆圈表示设计指标  $(\omega_1, L_{As}) = (976.2\text{MHz}, 54\text{dB})$  和  $(\omega_1, L_{As}) = (994\text{MHz}, 80\text{dB})$ . 从图 6 中可以看出: 通过本文方法在高阻带引入 3 个传输零点, 满足技术指标要求, 同时也降低滤波器阶数.

表 3 传统方法与本文方法比较(带内波纹系数  $\epsilon = 0.3493$ )

	传统方法	本文方法
滤波器阶数	$N = 10$	$N = 5$
传输零点	无零点	$\omega_{z1} = 1.3948$ $\omega_{z2} = 2.3796$ $\omega_{z3} = 3.8501$
传输极值点频率	—	$\omega_{s1} = 1.5510$ $\omega_{s2} = 2.8185$ $\omega_{s3} = 6.6805$
$\omega'_1$	$\omega'_{11} = 1.3341$ $\omega'_{12} = 1.6626$	$\omega'_{11} = 1.3549$ $\omega'_{12} = 2.1532$

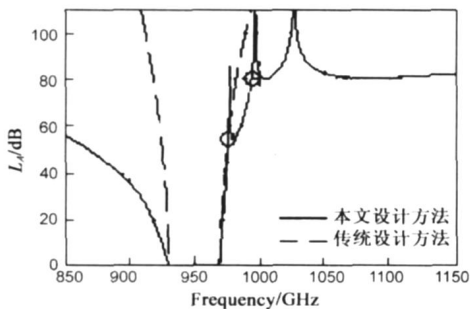


图 6 工作衰减特性曲线比较. 其中圆圈表示  $(\omega_1, L_{As}) = (976.2\text{MHz}, 54\text{dB})$  和  $(\omega_1, L_{As}) = (994\text{MHz}, 80\text{dB})$

## 5 结论

本文利用广义 Chebyshev 函数的极值特性得到求解传输零点的方法, 并利用该方法和滤波器阶数与传输零点最大值的关系, 提出了一种根据滤波器特性指标同时确定广义 Chebyshev 滤波器阶数和传输零点位置的方法. 这种方法实现的广义 Chebyshev 滤波器阶数最少, 传输零点位置最佳. 三个例子显示了该方法的过程和在滤波器设计中的应用.

### 参考文献:

- [1] A E Atia, A E Williams. Narrow bandpass waveguide filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 1972, 20(3): 258–265.
- [2] A E Atia, A E Williams, R W Newcomb. Narrow band multiple coupled cavity synthesis [J]. IEEE Transactions on Circuit and System, 1974, 21(9): 649–655.
- [3] R J Cameron. Fast generation of Chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros [J]. ESA J, 1982, 6: 83–95.

- [4] R J Cameron. General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filter function [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 1999, 47(3): 433–442.
- [5] R J Cameron, J D Rhodes. Asymmetric realizations of dual mode bandpass filter [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 1981, 29(1): 51–58.
- [6] R J Cameron. General prototype network synthesis methods for microwave filter [J]. ESA J, 1982, 6: 193–206.
- [7] R Levy. Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 1976, 24(3): 172–181.
- [8] R Levy. Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 1999, 43(12): 2940–2944.
- [9] W A Atia, K A Zaki, A E Atia. Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. Baltimore Maryland: 1998, 2(6): 821–824.
- [10] S Amari. Synthesis of cross coupled resonator filters using an analytical gradient based optimization technique [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2000, 48(9): 1559–1564.
- [11] A Lamercki, P Kozakowski, M Mrozowski. Fast synthesis of coupled resonator filters [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letter, 2004, 14(3): 174–176.
- [12] YE Rong, CHU Qing-xin. Extraction of finite transmission zeros of general chebyshev filters [A]. 2004 4th International Conference Microwave and Millimeter Wave Techniques [C]. Beijing: 2004. 26–28.
- [13] 褚庆昕. 微波网络讲义 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999.

### 作者简介:



涂治红 女, 1977 年生于武汉, 华南理工大学电子与信息学院博士生. 研究方向: 射频/微波滤波器综合. E-mail: tzhw ind@gmail.com

褚庆昕 男, 1958 年生于陕西, 华南理工大学电子与信息学院教授、博士生导师, 射频与无线技术研究所所长. 目前主要研究领域包括无线通信中的射频电路和天线、微波集成电路的全域建模、有源集成天线与空间功率合成、计算电磁学等. E-mail: qchu@scut.edu.cn